


ROK I GRUDZIEŃ 1946 R. NR 10

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

*cena 60 zł*

## TREŚĆ NUMERU:

1. Z kraju i zagranicy.
2. Europejski plan rozdziału fal dla radiofonii.
3. Odbiorniki superreakcyjne.
4. Kondensatory próżniowe.
5. Przegląd schematów.
6. Cechowanie i posługiwanie się signalgeneratorem.
7. Lampy wojskowe, specjalne i komunikacyjne.
8. Rozmaitości.
9. Kącik krótkofalowca.
10. Nomogram Nr 9.

# R A D I O

Miesięcznik dla techników i amatorów

**Rok I** **Grudzień 1946** **Nr 10**

# Z kraju i zagranicy

## RADIOFONIA PRZEWODOWA W EUROPIE ZACHODNIEJ

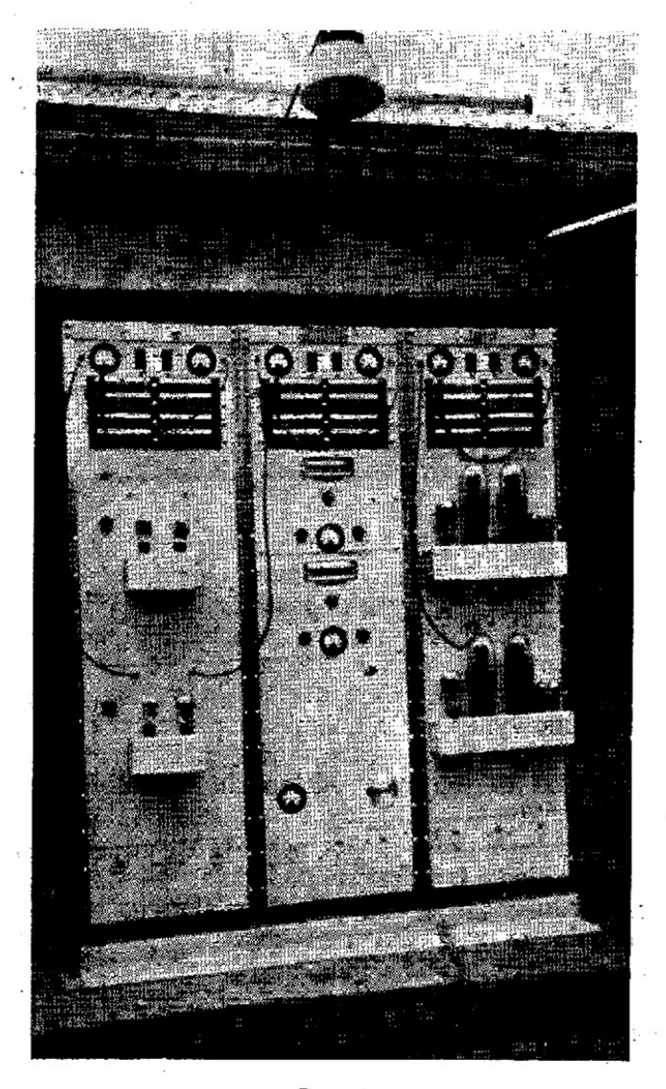
Dla ostatecznego przekonania radiotechników o celowości i zaletach radiofonii przewodowej, przedstawimy rozwój tej dziedziny za granicą. O stanie radiofonii przewodowej w Związku Radzieckim, kraju, w którym ta idea rozwinęła się najbardziej, pisaliśmy nieraz na tym miejscu. Dzisiaj przypatrzmy się radiofonii przewodowej w Wielkiej Brytanii i Holandii. Wprowadzenie systemów przewodowych — stacji przekaźnikowych — (Radio Relais) miało miejsce bezpośrednio przed wojną, przy czym Radiofonia Brytyjska wzorowała się na **Holandii,** gdzie ilość abonentów przewodowych **wynosi 50 % ogólnej ilości słuchaczy.** Rozwój radiofonii przewodowej w Wielkiej Brytanii postępował stosunkowo powoli, podobnie jak i u nas należało najpierw przekonać słuchaczy o zaletach tego systemu. Poza tym właściwy rozwój datuje się od przejęcia rozbudowy przez prywatną inicjatywę.

Wszelkie formalności są załatwiane przez Urzędy Pocztowe, które wydają zezwolenia poszczególnym radiosłuchaczom. Zezwolenie takie kosztuje 1 funt rocznie. Urząd Pocztowy co miesiąc podaje do wiadomości nazwiska i adresy nowych abonentów jak również i abonentów, którzy przestali korzystać z audycji przewodowej.

Przeciętna opłata na pojedyńczy lub podwójny program (patrz dalej) wynosi **1 szyling i 6 pensów tygodniowo** — 6 pensów za wynajęcie głośnika. Sama aparatura jest obsługiwana i konserwowana przez towarzystwo prywatne, przy czym urządzenie to musi się mieścić w siedzibie Urzędu Pocztowego danego okręgu radiowego. Audycje radiowe utrzymane są w ramach dziennych programów i kontrolowane są przez inspekcję Centralnego Urzędu Pocztowego.

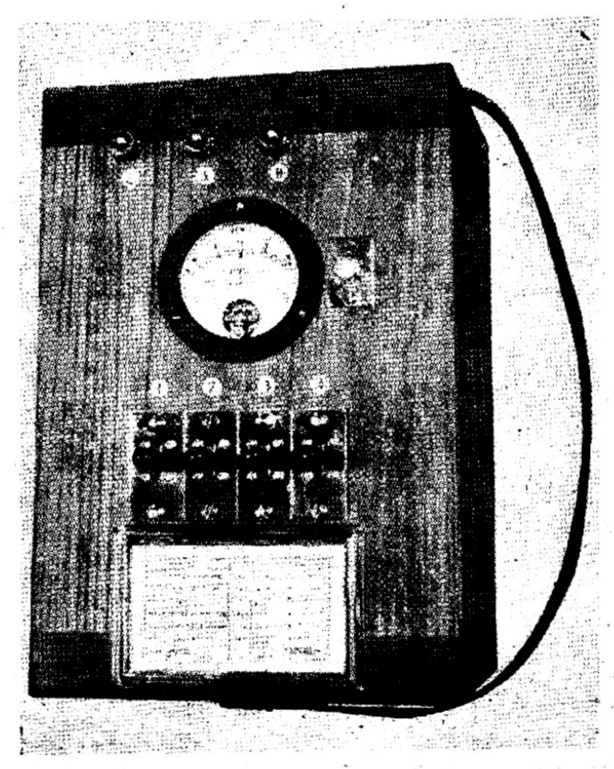
**Strona techniczna:** Audycje transmitowane są przez posiadający **dobre warunki odbiornik** a następnie przez wzmacniacz i linie zasilają do kilku tysięcy głośników.

Odbiorniki są to superheterodyny z automatyką i urządzeniem przeciwtrzaskowym. Wzmacniacze budowane są w jednostkach 40, 60, 80 i 100W przy zniekształceniach nie większych niż 5 proc. Charakterystyka częstotliwości ± 1 db w zakresie 50 — 8000 c/s.



Rys. 1

Rys 1 przedstawia podobny zespół **dwuprogramowy:** po lewej stronie widzimy 2 wzmacniacze liniowe (dla transmisji drogą kablową), w następnym stojaku 2 odbiorniki, u dołu widzimy automat zegarowy i zegar do samoczynnego włączania i wyłączania aparatury. Trzeci stojak



Rys. 2

zawiera wejściowe wzmacniacze mocy. U góry stojaków widzimy przyrządy kontrolne i rozdzielcze, u dołu wyłączniki.

Jak wspomnieliśmy w Anglii przyjęty jest system **jedno i dwuprogramowy. W Holandii,** gdzie czynniki państwowe były przychylniej ustosunkowane do rozwoju radiofonii przewodowej abonenci mogą korzystać równocześnie z **5-ciu programów.**

Sieć rozprowadzająca napowietrzna umocowana jest do **kominów domów** względnie na stojakach. Przewody doprowadza się przez otwór w dachu lub okapie i poprzez bezpieczniki rozprowadza się do poszczególnych abonentów **kabelkiem ołowianym.** W systemie dwuprogramowym w celu uniknięcia przesłuchu stosuje się **osobne pary** przewodów umieszczone w dokładnie określonych odstępach, elektrycznie zrównoważone a niekiedy i sztucznie obciążone.

Dla programu wielokrotnego próbowano stosować układy fantomowe podobnie jak w telefonii. Nie znalazły one jednak większego zastosowania ze względu na koszty specjalnych transformatorów.

W Holandii oprócz linii napowietrznych kilka większych towarzystw radiowych zastosowało kabel dla głównych linii zasilających. Dla kontroli i konserwacji sieci stosuje się zainstalowane we wzmacniaczach oddzielnie przyrządy pomiarowe, przy pomocy których określić można opory uziemień izolacji i t. p.

Przykład takiego przyrządu widzimy na rys. 2.

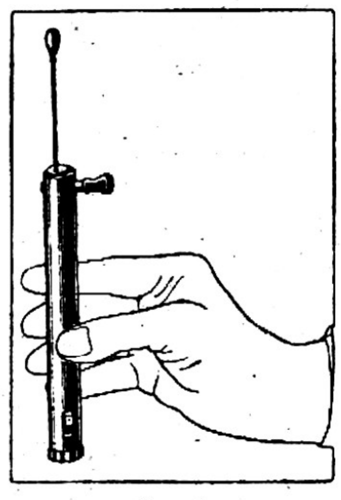
Głośniki podobnie jak i u nas stosuje się dwojakiego rodzaju — głośniki elektromagnetyczne skompensowane o mocy 50 — 100 mW oraz głośniki dynamiczne ze stałym magnesem o mocy 100 — 200 mW.

Głośniki zaopatrzone są w regulatory siły a w wypadku wielokrotnych programów w przełączniki. Koszt głośników **dynamicznych zmniejszono** przez **stosowanie cewek wysokoomowych** z pominięciem transformatora. Oporność takiego głośnika wynosi około 5000 Ω dla częstotliwości 800 c/s. Powracając do samego systemu zasilania linii, to ze względu na opłacalność duże miasta podzielone są na kilka sekcji, zasilane z lokalnych wzmacniaczy. Taki system daje w pewnych wypadkach większe oszczędności materialne w porównaniu z utrzymywaniem dużych jednostek. Zaznajamiając chociaż w tak pobieżny sposób naszych Czytelników a w pierwszym rzędzie pracowników radiowęzłów, ze stanem radiofonii przewodowej za granicą, żywimy nadzieję, że w niedalekiej przyszłości Polskie Radio wyśle swych czołowych fachowców w pierwszym rzędzie do Związku Radzieckiego i do Holandii dla pogłębienia swych wiadomości i doświadczenia w tej nowej dziedzinie radiofonii.

(Materiał dostarcz. przez Wydz. Pras. Bryt. Amb.)

## NAJMNIEJSZY SUPER.

Bezwątpienia najmniejszym odbiornikiem na świecie i do tego 4-lampowym jest odbiornik wykonany przez firmę Utis Elektronic Corporation (U.S.A.).

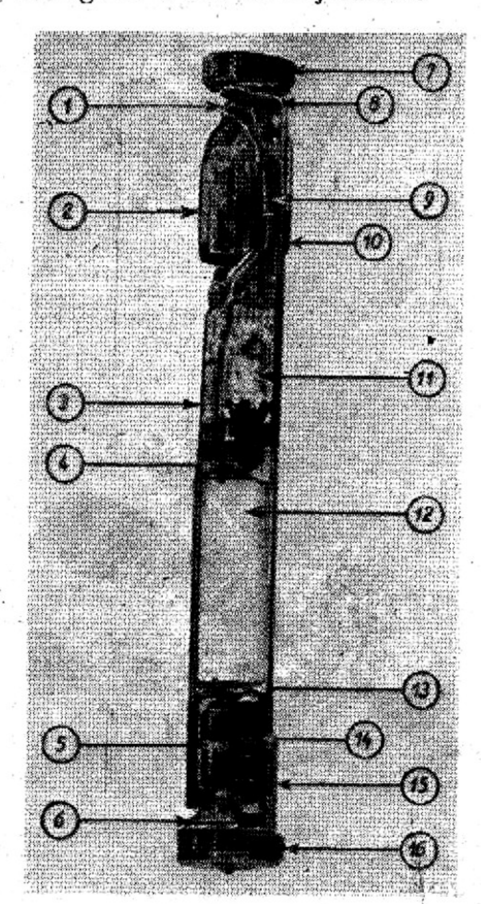


Rys. 1

Odbiornik ten przypominający kształtem wieczne pióro (nazwa **radio-pen),** przedstawia rys. 1, 2, 3. Wymiary zewnętrzne — długość 15 cm z anteną wyciągniętą 30 cm, średnica 15 mm.

Jakkolwiek jest to zabawka, zasługuje jednak na uwagę ze względu na ciekawe rozwiązanie elektryczne.

Przypatrzmy się rys. 3. W odbiorniku zastosowane są miniaturowe lampy N-E. Lampy żarzone są szeregowo z **3-woltowej baterii.**




Rys. 2

**1. Otwór wyjściowy słuchawki piezoelektrycznej.**
**2, 3, 10, 11 — lampy miniaturowe.**
**4, 13 — kontakty baterii.**
**5, 9 — kondensatory blokowe.**
**6. Kondensator zmienny.**
**7. Słuchawka piezoelektryczna.**
**8. Chassis bakelitowe.**
**12. Bateria.**
**14. Cewka obwodu wejściowego strojonego.**
**15. Przewód antenowy.**
**16. Gałka strojeniowa.**

Pierwsza lampa — podwójna — jako lampa dwusiatkowa **gazowana** i prostownicza.

Zawdzięczając siatce przeciwładunkowej lampa przy napięciu 3 woltów pracuje jako oscylator wys. częstotliwości. Napięcie transformuje się i prostuje lampą prostowniczą. W ten sposób z baterii 3-woltowej uzyskujemy napięcie stałe o wielkości **180 woltów.** (Podobne układy stosowane są dzisiaj na wielką skalę w odbiornikach telewizyjnych dla zasilenia napięcia lamp oscylograficznych).

Sygnały przychodzą z anteny do obwodu wejściowego **strojonego** lampy mieszającej. Lokalnym oscylatorem dla przemiany częstotliwości jest lampa pierwsza, od której przez pojemność pobieramy sygnał na siatkę 3-cią lampy mieszającej.

Lampa ta pracuje w układzie oporowo dławikowym dając wzmocnienie w szerokim zakresie częstotliwości. W ten sposób w jej obwodzie anodowym występuje częstotliwość różnicowa — stałej oscylatora i zmiennej z anteny; lampa 3-cia pracuje w interesującym zakładzie. W pierwszym rzędzie jest to wzmacniacz dławikowy pośredniej częstotliwości; przez kondensator $C_7$ doprowadza się wzmocnione napięcie na siatkę chwytną, która wraz z katodą spełnia rolę diody. Po wyprostowaniu składową niskiej częstotliwości doprowdza się poprzez dławik $RFC_2$ na siatkę sterującą lampy, która gra rolę wzmacniacza niskiej częstotliwości (reflex). Poza tym wyprostowane napięcie poprzez filtr $R_2$ $C_3$ służy do automatycznej regulacji wzmocnienia.

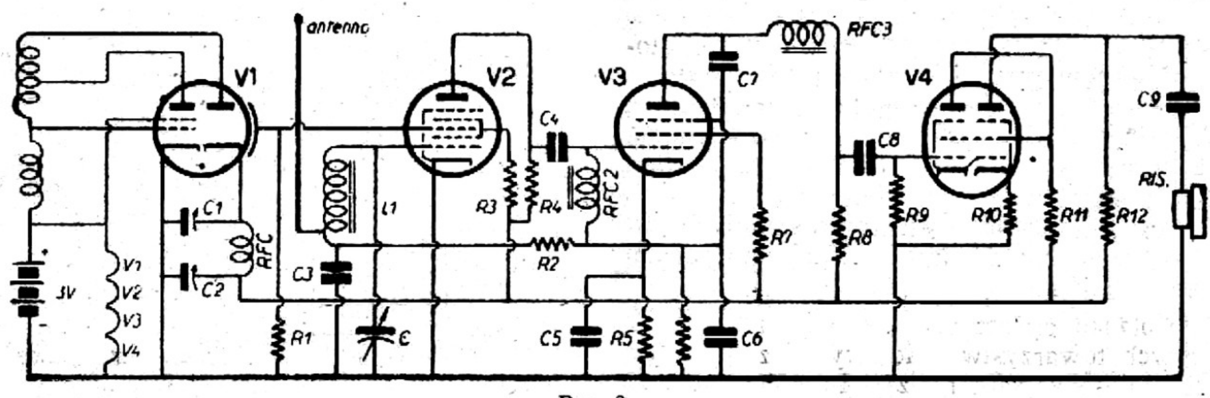
Lampa 4-ta jest specjalną lampą podwójną i pracuje jako wzmacniacz końcowy zasilający słuchawkę piezoelektryczną.

Poza tym na specjalną uwagę zasługuje bateria, pracująca na nowej zasadzie i posiadająca trwałość wielokrotnie większą od dotychczas stosowanych.

Rys. 1 przedstawia odbiornik z wysuniętą anteną trzymany w ręce.

U góry z prawej strony widzimy mały rezonator słuchawki. Przez przyłożenie rezonatora do ucha i lekkie naciśnięcie włącza się odbiornik.

U dołu umocowany jest kondensator zmienny z płaską gałką strojeniową.




Rys. 3

Przekrój odbiornika widzimy na rys. 2. Całość wmontowana w rurce bakelitowej o średnicy 15 mm, wiele miejsca zajmuje elektrownia odbiornika — bateria sucha.

Odbiornik pracuje na zakresie fal średnich i pozwala na b. dobry odbiór stacji lokalnej. Cena około 15 dolarów.

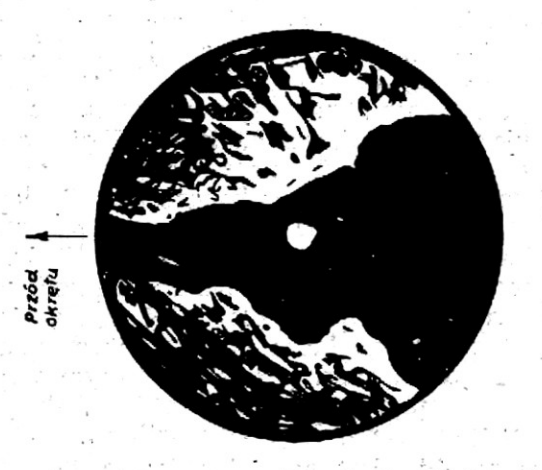
(Radio Craft 4.46—)

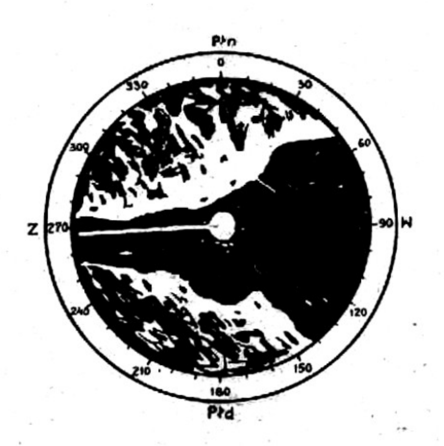
## MAGNETYCZNY KOMPAS PRZEKAŹNIKOWY

Wydaje się już pewne, że radar będzie używany powszechnie na okrętach, tak małych jak i wielkich. Najpraktyczniejszą formą urządzenia radarowego dla potrzeb marynarki jest oscylografowy wskaźnik położenia, w dalszym ciągu oznaczany PPI (Plan Position Indicator), ustalenie skali kątowej, umieszczonej na obwodzie, na której można w każdej chwili odczytać kurs i (za pomocą obracającej się wskazówki) względne położenie ukazywanych przedmiotów.

### Typowe wyposażenia

Żyrokompas, będący normalnym urządzeniem na okrętach marynarki wojennej i największych statkach handlowych, składa się z takiego urządzenia kompasowego, które może być przystosowane do zapewnienia stałości azymutu PPI. Wiele okrętów, które będą korzystały z radaru, posiada zwykle magnetyczne kompasy, jakie nie mogą w swojej typowej formie przekazywać wskazań albo kontrolować urządzenia na odległość. Zainstalowanie dodatkowego kompasu jest raczej niemożliwym do przejęcia roz-




**Rys. 1a, b. Porównanie obrazu okrętu, wchodzącego w ujście rzeki w kierunku zachodnim na ekranie radaru z nieruchomym PPI i z PPI o stałym azymucie.**

na którym ślady otaczających przedmiotów pojawiają się w takich samych względnych położeniach, jak na mapie, w środku której znajduje się okręt. Jeśli PPI jest ustawiony w stałej pozycji, przód okrętu na ekranie skierowany jest stale w jedną stronę, na przykład w górę, jak na rysunku 1a, gdzie widzimy okręt, wchodzący w ujście rzeki. Samo przez się urządzenie to daje niewiele korzyści przy nawigacji. Pożądane jest ukazywanie kąta między kierunkiem północy a kursem okrętu (azymutu), co stwarza konieczność użycia jakiejś formy kompasu. Znając kierunek północy, łatwiej umiejscowić „obraz" PPI na mapie nawigacyjnej.

Gdy okręt jednak zmienia kurs, cały obraz przekręca się, zamazując się przy tym i mapę trzeba przeorientować. Jeśli dane są w przybliżeniu wskazania kompasu, najlepszy użytek można z nich zrobić, orientując sam PPI tak, aby północ była stale u góry. Ekran radaru można z największą łatwością tak skonstruować, aby jasny promień na PPI ukazywał przód okrętu, jak widać na rysunku 1b, z którego jasno wynika, że okręt płynie w kierunku zachodnim. To ustalenie azymutu PPI umożliwia wiązaniem, ponieważ żyrokompasy są kosztowne i wymagają kwalifikowanej obsługi; dla magnetycznego typu trudno znaleźć nawet jedno takie miejsce na okręcie, gdzie nie byłoby przeszkód, powodujących błędy.

Na ostatnim międzynarodowym zjeździe w Londynie, poświęconym zastosowaniu radia w nawigacji morskiej, Brytyjska Admiralicja podała niżej opisane szczegóły, dotyczące sposobów przystosowania zwykłych kompasów okrętowych do kierowania urządzeniami na odległość. bez jakichkolwiek przeróbek, uniemożliwiających ich normalne zastosowanie, nawet w wypadku braku źródła zasilania.

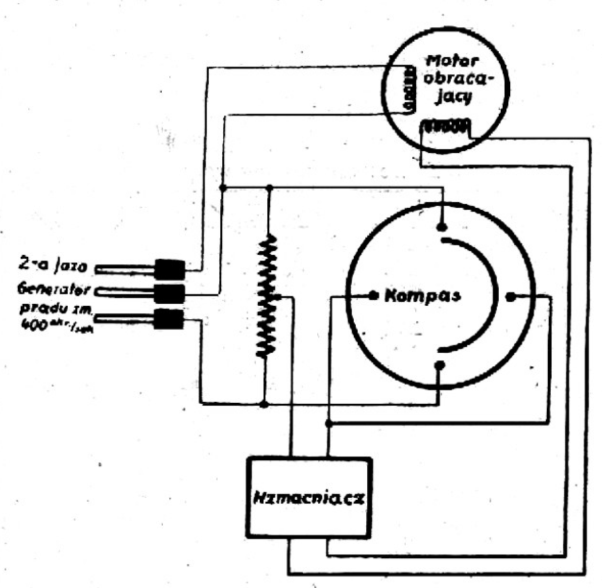
### Porównanie zalet

Zanim przystąpimy do opisu tego wynalazku, znanego pod nazwą Przekaźnikowego Magnetycznego Kompasu, będzie rzeczą ciekawą porównanie zalet żyrokompasu i kompasu magnetycznego. Wielką zaletą jest to, że wskazuje on wiernie północ i jest nieczuły na rozproszone pola magnetyczne tak, iż nie trzeba wprowadzać poprawek na wariacje i dewiacje. Z drugiej strony jest on narażony na błę-

dy, leżące w nim samym. Typ magnetyczny nie zależy od źródła zasilania, daje szybsze odczyty, niższa jest cena i tańsza eksploatacja.

## Opis urządzenia

Normalny kompas okrętowy składa się z okrągłej podziałki stopniowej przymocowanej do osi, przechodzącej przez jej środek, na której umocowane są (zwykle dwie) igły magnetyczne, zanurzone w naczyniu napełnionym mieszaniną alkoholu i wody. Admiralicja zastosowała znany sposób nadawania płynowi przewodnictwa elektrycznego przez dodawanie małych ilości chlorku litu, a umieszczając elektrody na obwodzie naczynia i przyłączając jedną do podziałki, uczyniła w rezultacie z kompa-



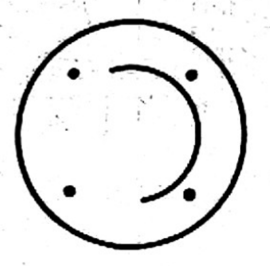

**Rys. 2. Szkic, ilustrujący zasadę pracy przekaźnikowego kompasu magnetycznego. Motorek jest mechanicznie sprzężony z naczyniem kompasu.**

su mostek elektryczny. Cztery elektrody w postaci drutów są przymocowane do naczynia co 90°, a pasek metalu do podziałki wzdłuż połowy jej obwodu. Dwie naprzeciwległe elektrody naczynia są połączone do źródła prądu zmiennego, jak pokazano na rysunku 2, a dwie drugie i punkt środkowy zasilania do czterostopniowego wzmacniacza. Wyjście tego wzmacniacza, (w klasie B), zasila jedną fazę małego, dwufazowego motoru, sprzężonego z naczyniem kompasu, druga zaś jego faza zasilana jest w sposób ciągły z drugiej fazy zasilającego generatora.

Przy ustawieniu mapy kompasu w położeniu symetrycznym, (jak pokazano na rys. 2) mostek jest zrównoważony i w rezultacie tylko jedna faza motoru jest pod napięciem, tak, że motor nie obraca się. Jeśli teraz okręt zmienia kurs, półkolista elektroda przesuwa się względem pozostałych (jak np. na rys. 2-a), mostek staje się niezrównoważonym, co powoduje pojawienie się napięcia z wyjścia wzmacniacza na drugiej fazie motoru. Motor zaczyna obracać naczynie dopóty, dopóki elektrody nie ustawią się znowu w tym względnym położeniu, w którym mostek jest zrównoważony i motor zatrzymuje się. Jeśli okręt skręca w przeciwną stronę to prąd zmienny ma przeciwną fazę i motor obraca się w odwrotnym kierunku. Działanie układu powoduje zatem to, że naczynie naśladuje każdy ruch kompasu.

Motor, który waży tylko 150 g, obraca naczynie i sprzężony jest również z przekaźnikiem impulsów składających się z obracających się szczotek i z komutatora, o dziewięciu segmentach. Wytwarzając impuls prądu stałego, może napędzić do 18-stu skokowych mechanizmów repetujących. Jeden pełny obrót przekaźnika jest równoważny zmianie kursu o 3°. Każdy skok daje 1/6 część stopnia, a mechanizmy repetujące mogą być obrócone o 24° w ciągu sekundy.

Pozostałe urządzenia, a mianowicie wzmacniacz, motor - generator, dostarczający energii dla wzmacniacza, motor obracający naczynie,



Rys. 2a

wyłączniki, bezpieczniki i doprowadzenia do urządzeń repetujących, zebrane są w blok, montowany jako całość. Duża część tej aparatury była skonstruowana i wyprodukowana specjalnie dla kompasu magnetycznego, prócz tego zaś wynaleziono dlań układy synchronizacji i korekcji błędów. Przy naciśnięciu guzika synchronizujący mechanizm wyrównuje wszystkie urządzenia repetujące i sprowadza je do położenia początkowego, dopóki naczynie kompasu wykonuje pełny obrót. Kiedy naczynie osiągnie swoje zerowe połączenie, nastawienie jest zakończone i cały układ może obracać się zgodnie ze zmianą kursu. Korektor błędów w układzie przekaźnikowym kompensuje wariacje i dewiacje, tak, że indikatory — i radarowe PPI — wskazują bezbłędnie północ, usuwając w ten sposób w znacznym stopniu resztę braków magnetycznego kompasu.

(Materiał dostarcz. przez Wydz. Pras. Bryt. Amb.)

Inż. BOLESŁAW FĄFARA

# Europejski plan rozdziału fal dla radiofonii

Brytyjska Rada Przemysłu Radiowego (Radio Industry Council) opracowała projekt nowego rozdziału fal i mocy radiofonicznych stacyj nadawczych na kontynencie europejskim i północnoafrykańskim. Plan ten opiera się całkowicie i wyłącznie na zasadach techniki rozprzestrzeniania się fal elektromagnetycznych. Wprowadzenie go w życie, położyłoby kres przykrym skutkom pracy na tej samej fali dwóch różnych radiostacji, co w rezultacie końcowym prowadzi do zwycięstwa w eterze silniejszych radiostacji, które przygłuszają stacje słabe. W tej przykrej sytuacji znajdują się wszystkie nasze radiostacje, dając w większych odległościach od stacji gwizdy interferencyjne.

Projekt RIC przewiduje dla każdego kraju dwie fale główne, na których pracujące radiostacje obejmują swym bezzanikowym zasięgiem cały obszar odnośnego kraju. Na tych dwóch falach głównych nadaje się więc z mocą promieniowania, której wielkość nie podlega ograniczeniu, dwa programy, słyszalne niezależnie od pory dnia czy roku prostymi urządzeniami odbiorczymi z zadowalającą siłą i jakością.

Ograniczenie tylko do dwu długości fal wynika z wąskości pasa radiofonicznego, który obejmuje dla fal średnich długości od 190 do 530 m tj. od 1580 do 565 kc/sek. i dla fal długich od 700 do 2000 m tj. od 432 do 150 kc/sek. Jeżeli przyjmiemy, że w Europie istnieje 35 krajów przy czym

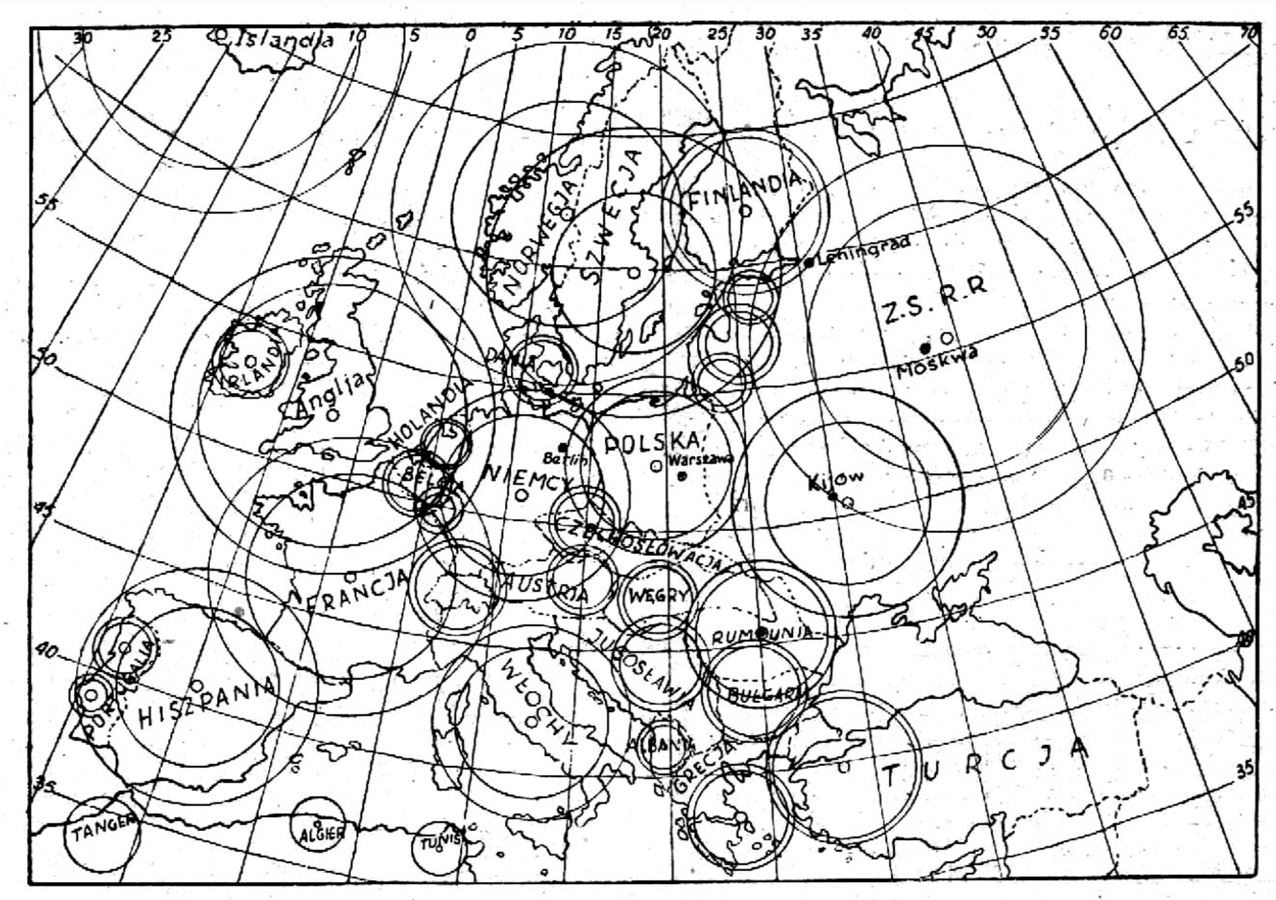
**Zakres długofalowy:**

| kc/sek | m | Kraj |
|---|---|---|
| 156 | 1920 | Islandia I<br>Związek Radziecki I |
| 167 | 1800 | Norwegia I |
| 178 | 1690 | Anglia I |
| 189 | 1590 | Szwecja I |
| 200 | 1500 | Francja I |
| 211 | 1430 | Islandia II<br>Związek Radziecki II |
| 222 | 1350 | Anglia II |
| 233 | 1290 | Niemcy I |
| 244 | 1230 | Hiszpania I<br>Związek Radziecki III |
| 255 | 1190 | Norwegja II |
| 266 | 1130 | Francja II |
| 277 | 1080 | Szwecja II |
| 288 | 1040 | Włochy I |
| 344 | 870 | Niemcy II |
| 355 | 845 | Hiszpania II<br>Związek Radziecki IV |
| **366** | **820** | **POLSKA I** |
| 377 | 790 | Włochy II |
| 388 | 775 | Finlandia I<br>Turcja I |
| 399 | 750 | Rumunia I |
| **410** | **735** | **POLSKA II** |
| 421 | 715 | Finlandia II<br>Turcja II |
| 432 | 690 | Rumunia II |

**Kraje bardzo odległe mogą pracować na tej samej fali, gdyż interferencje mogą zachodzić dopiero w bardzo dużych odległościach.**

**Zakres średniofalowy:**

| kc/sek | m | Kraj |
|---|---|---|
| 552 | 545 | Jugosławia I |
| 563 | 532 | Grecja I |
| 574 | 522 | Bułgarja I |
| 585 | 513 | Szwajcaria I |
| . | . | **stacje regionalne** |
| 651 | 483 | Jugosławia II |
| 662 | 454 | Grecja II |
| 673 | 445 | Bułgaria II |
| 684 | 438 | Szwajcaria II |
| . | . | **stacje regionalne** |
| 750 | 400 | Węgry I |
| 761 | 394 | Litwa I |
| 772 | 388 | Czechosłowacja |
| 783 | 383 | Irlandja I |
| 794 | 377 | Austrja I |
| 805 | 373 | Danja I |
| 816 | 368 | Kairo I |
| 827 | 362 | Maroko I |
| . | . | **stacje regionalne** |
| 871 | 345 | Węgry II |
| 882 | 340 | Litwa II |
| 893 | 335 | Czechosłowacja |
| 904 | 331 | Irlandia II |
| 915 | 328 | Austrja II |
| 926 | 324 | Danja II |
| 937 | 320 | Kairo II |
| 948 | 316 | Alger I |
| 959 | 313 | Trypolis I |
| 970 | 310 | Jerozolima |
| 981 | 305 | Tunis |
| 992 | 302 | Łotwa I |
| 1003 | 300 | Portugalja I |
| 1014 | 297 | Albania I |
| 1025 | 293 | Holandia I |
| 1036 | 290 | Estonia I |
| . | . | **stacje regionalne** |
| 1102 | 273 | Łotwa II |
| 1113 | 270 | Portugalia II |
| 1124 | 264 | Albania II |
| 1135 | 267 | Holandja II |
| 1146 | 262 | Estonia II |




**Rys. 1. Obszary zasilania głównych radiostacji europejskich.**

Związek Radziecki musi być liczony podwójnie*), zaś wstęgi boczne potrzebne do modulacji zajmują 11 kc/sek., to otrzymamy potrzebny pas radiofoniczny

$$35 \times 2 \times 11 = 770 \text{ kc/sek.}$$

Dysponujemy w pasie średniofalowym 1157 — 565 = 592 kc/sek. (fale w zakresie od 1157 do 1580 kc/sek. czyli od 260 do 190 m przeznaczone są na programy regionalne o czym będzie mowa dalej).

w pasie długofalowym 432 — 156 = 276 kc/sek.

sumarycznie 868 kc/sek.

Ponieważ więc w normalnym aparacie odbiorczym dysponujemy tylko szerokością wstęgi fal odbieranych sumarycznie na falach długich i średnich 868 kc/sek., a już przy dwu długościach fal dla każdego kraju potrzebna wstęga wynosi 770 kc/sek., musi się każdy kraj zadowolić tylko dwoma programami ogólnymi.

*) oraz posiadać po 2 fale dla republik bałtyckich

Długość fali przydziela się w zależności od obszaru kraju, który ma obsłużyć radiostacja. Za granicę odbioru przyjęto granicę bezzanikowego odbioru. Promień obszaru odbioru bezzanikowego możemy obliczać dla fal pracujących w pasie średniofalowym, przybliżonym wzorem

$$R\,(\text{km}) = \frac{\lambda\ (\text{m})}{2{,}5}$$

Rysując koło obejmujące cały obszar danego kraju zmierzymy jego promień a stąd obliczymy długość fali, jaką ma promieniować antena nadawcza umieszczona w centralnym punkcie, aby stacja cała była słyszana na obszarze całego kraju bez zaników, z jednakową siłą zarówno w dzień jak i w nocy. I tylko te dwie długości fali mogłyby być wysyłane z takim natężeniem pola, aby być słyszane w całej Europie, niezagłuszane przez inne stacje.

Biorąc powyższe pod uwagę, przyjrzyjmy się nowym położeniom radiostacji europejskich na skali naszych aparatów odbiorczych:

Radiosłuchacze więc w kraju i za granicą mogliby słuchać tylko dwóch centralnych radiostacyj polskich o dwu różnych programach. Odbiór ten nie byłby zakłócony innymi radiostacjami.

Równocześnie zapewniony byłby czysty odbiór wszystkich pozostałych radiostacyj europejskich.

Rys. 1 przedstawia mapę zasięgu rozgłośni europejskich w nowym rozdziale fal. Wielkość kół oznacza obszar objęty tylko falą przyziemną, a więc obszar bezzanikowy. Projekt RIC nie uwzględnia możliwości stosowania anten kierunkowych. W krajach takich jak Anglia, Norwegia, Szwecja, Finlandia, Włochy itd., a więc których kształt odbiega od koła, należałoby stosować anteny kierunkowe.

Aby uwzględnić potrzeby lokalne pewnych rejonów kraju, oprócz dwu stacji centralnych, słyszanych w kraju i za granicą, wprowadza się radiostacje regionalne, pracujące długościami fal od 260 do 190 m tj. od 1157 do 1560 kc/sek. W myśl równania na promień obszaru bezzanikowego

$$R\,(km) = \frac{\lambda\,(m)}{2{,}5}$$

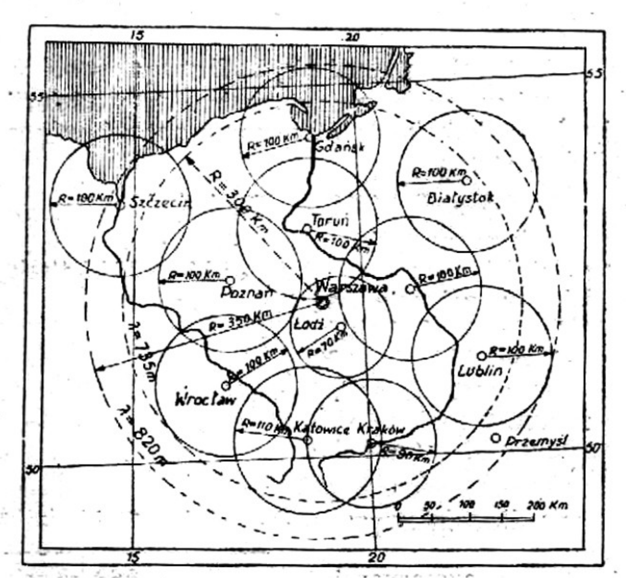
przy fali — 260 m największy promień nie przekroczy 100 km. przy stosowaniu anten przeciwzanikowych. Jeżeli uregulujemy moc radiostacji tak, aby natężenie pola na granicach obszaru zasilania nie przekroczyło potrzebnego do odbioru minimum sygnału, to radiostacja nasza nie będzie przeszkadzała innym odległym od niej stacjom pracującym na tej samej fali. Przy ich odległościach od siebie przekraczających 2000 do 3000 km mogą na tej samej fali pracować trzy a nawet cztery radiostacje nie przeszkadzając sobie wzajemnie w swoich obszarach zasilania. Znajdziemy więc w pozostawionym do dyspozycji stacji regionalnych pasie częstotliwości od 1157 do 1560 kc/sek, dostatecznie dużo miejsca na pomieszczenie dużej ilości radiostacji regionalnych.

Opierając się na zaprojektowanym rozdziale fal nakreślimy plan zasilania obszaru Rzeczypospolitej Polskiej dwiema stacjami ogólnopolskimi, oraz jedenastoma stacjami regionalnymi. Stacje centralne pracowałyby jedna na fali 820 m, druga zaś na fali 735 m. Ponieważ moce tych stacji nie byłyby ograniczone przepisami międzynarodowymi staralibyśmy się wyposażyć je w jak najsilniejsze nadajniki, aby zapewniały pewny odbiór Polakom w całej Europie, Afryce Północnej i w Azji. Przeciwzanikowe, nowoczesne anteny tych radiostacji powinny stanąć w centralnym punkcie zasilania Polski. Czy rozdział fal pomyślany w tej formie dojdzie do skutku czy nie — to powstanie przynajmniej jednej potężnej radiostacji długofalowej jest najpilniejszym zadaniem Radiofonii Polskiej.

Rejony: Warszawy - Miasta, Wrocławia, Poznania, Katowic, Krakowa, Łodzi, Szczecina, Torunia, Gdańska i Lublina zasilane byłyby stacjami o mocy wypromieniowanej nie przekraczającej około 10 kw na falach w zakresie od 260 do 190 m. W granicach tych wartości już teraz pracują Warszawa - Miasto 230 m, Katowice 243, 7m, Łódź 224 m i Szczecin 216,8 m. Te stacje wyposażono by w anteny przeciwzanikowe. Stacje te byłyby słuszne tylko w obszarze zasilania swojego rejonu. Radiosłuchacz poszczególnego rejonu miałby więc do wyboru dwa programy ogólnopolskie, jeden program lokalny (gdy obszary zasilania rejonów zachodzą na siebie to oczywiście i sąsiedni program regionalny) oraz odbiór dwu radiostacji każdego kraju europejskiego i północno - afrykańskiego

Oczywiście dla prawidłowej pracy wszystkie radiostacje musiałyby utrzymywać, w przepisanych normami granicach, stałość częstotliwości oraz głębokość modulacji (stacja przemodulowana zajmuje szersze widmo częstotliwości i zakłóca sąsiadującą stację).

Projekt brytyjski kierujący się względami natury technicznej chce wprowadzić pewną równowagę i porządek w eterze. Wprowadzenie go w czyn zapobiegłoby przewadze narodów, które dysponują wieloma silnymi radiostacjami, okupują wiele pasów radiofonicznych ponad potrzebę, dusząc narody zniszczone wojną lub o mniejszych możliwościach technicznych. Należy przypuszczać, że przyszła Międzynarodowa Konferencja Radiofoniczna pójdzie, jeżeli nie całkowicie,




**Rys. 2. Obszar zasilania dwiema radiostacjami ogólnopolskimi długofalowymi oraz rozmieszczenie radiostacji regionalnych.**

to częściowo, po myśli projektu wysuniętego przez RIC i w związku z tym polska radiofonia powinna nastawić się już w tym kierunku w swym trzechletnim planie odbudowy

# Odbiorniki superreakcyjne

## (Wireless World, June 1946)

Odbiorniki superreakcyjne zasługują na większą uwagę, niż ma to dotychczas miejsce. Wyniki otrzymywane za pomocą odbiornika superreakcyjnego są rzeczywiście zdumiewające. Jednolampowy odbiornik superreakcyjny nie ustępuje pod względem czułości jakiemukolwiek innemu układowi lampowemu niezależnie od ilości w nim lamp. Odbiornik superreakcyjny pracuje dobrze w zakresie ultra - krótkofalowym, posiada automatyczną regulację siły odbioru i jest niewrażliwy na iskrzenie silników samochodowych, zakłócających odbiór telewizyjny.

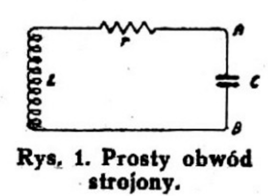
Wady odbiorników superreakcyjnych, które przeszkodziły ich rozpowszechnieniu, polegają na:

1. braku selektywności,
2. znacznym poziomie szumów,
3. wypromieniowaniu energii z anteny odbiorczej,
4. trudności w nastrajaniu.

Wady powyższe w znacznym stopniu mogą być usunięte. Poza tym należy zaznaczyć, że odbiorniki superreakcyjne mają największą sprawność działania w zakresie bardzo wysokich częstotliwości i dla bardzo wysokich częstotliwości modulacyjnych, ale dają duże zniekształcenia przy głębokiej modulacji. Właściwości powyższe wyłączają stosowanie tego typu odbiorników dla celów radiofonii. Odbiorniki superreakcyjne znalazły wiele zastosowań, jak urządzenia radarowe, radiolatarnie itp. Zakres zastosowania mógłby być niewątpliwie większy przy głębszym zdawaniu sobie sprawy z zasady działania.

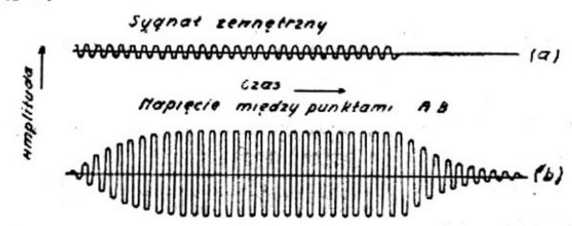
Trudność polega na tym, że mimo pozornej prostoty układu superreakcyjnego ujęcie teoretyczne doprowadzało dotychczas do zastraszających wzorów, przy czym różni autorzy otrzymywali różne i sprzeczne z sobą wyniki. Niemożność zaprojektowania na podstawie teoretycznej zmuszała do oparcia się tylko na podstawie eksperymentalnej, co było niewystarczające do wykonania odbiorników o dobrej jakości. Przyczyny tego stanu rzeczy tkwiły w tym, że odbiorniki superreakcyjne pracują na zupełnie odmiennej zasadzie, niż inne typy odbiorników i że jakość ich pracy zależy od bardzo wielu czynników.

Chcąc przeprowadzić rozważania matematyczne, należy zrobić pewne założenia dla zmniejszenia ilości czynników zmiennych. Różni autorzy przyjmowali różne założenia i stąd różnorodność wyników. Treścią niniejszego artykułu będzie podanie w prostej formie opisu pracy odbiornika superreakcyjnego, jakie warunki muszą być spełnione dla otrzymania dobrych wyników oraz zostaną podane pewne wskazówki praktyczne. Zaczniemy od prostego obwodu rezonansowego, podanego na rys. 1.




**Rys. 1. Prosty obwód strojony.**

Opór **r** jest równoważny oporowi sumy strat w obwodzie. Napięcie sygnału, odbieranego przy obwodzie nastrojonym na częstotliwość tego sygnału, jest w obwodzie wzmacniane Q razy, gdzie $Q = \frac{\omega L}{r}$ nazywamy sp. dobroci względnie przepięciem obwodu. W ten sposób wzmocnione napięcie sygnału mierzone między punktami AB osiąga swą wartość stopniowo, jak również stopniowo zanika przy zaniku sygnału odbiorczego. To stopniowe narastanie i znikanie wielkości napięcia między punktami AB podaje rysunek 2.



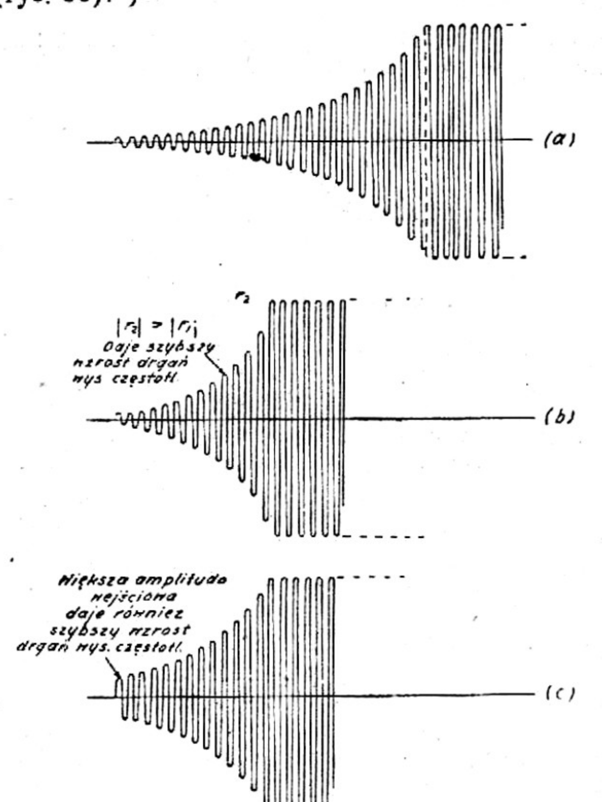

**Rys. 2. Napięcie między punktami AB w obwodzie z rys. 1 przy r < O.**

Wielkość napięcia Q przeciętnych obwodów strojonych jest rzędu 100.

Jak widać z wzoru na Q zmniejszanie r zwiększa Q. Poza tym jednocześnie zmienia się czas niezbędny na osiągnięcie pełnej amplitudy napięcia AB, jak również czas zaniku tego napięcia po zaniku napięcia sygnału. Stosując sprzężenie zwrotne możemy zmniejszyć r, a nawet zmienić jego znak na ujemny. Doprowadzając do obwodu w takich warunkach nawet bardzo małe napięcie powodujemy powstawanie drgań o częstotliwości własnej obwodu strojonego. Stopniowo wzrost amplitudy tych drgań podaje rysunek 3 a.

Wzrost amplitudy tych drgań trwa póty, póki ujemna wartość r nie wzrośnie do zera. Czynnikiem ograniczającym jest lampa katodowa, która pozwala na wzrost drgań do granicy przewidywanej przez jej konstrukcję. Po osiągnięciu tej granicy w czasie t, amplituda drgań utrzymuje stałą wartość. Czas, w ciągu którego drgania osiągają swą ustaloną amplitudę, jest zależny od

wielkości ujemnego oporu r; im bardziej ujemne jest r, tym szybciej to następuje (rysunek 3b) Również gdy początkowy impuls posiada większą wartość, czas wzrostu drgań jest krótszy (rys. 3c).*)



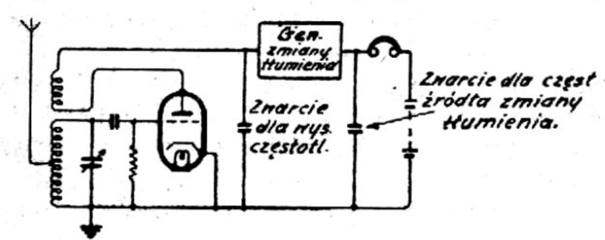

**Rys. 3. Przebiegi w obwodzie z rys. 1 przy wartości ujemnej oporu r.**

Wyżej powiedziane lepiej wyjaśni następujący przykład liczbowy:

| Procentowy wzrost amplitudy na 1 okr. | Napięcie początkowe w mikrowoltach | Ilość okresów niezbędna do osiągnięcia ustalonej amplitudy, na przykład 5 woltów |
|---|---|---|
| 5 | 5 | 283 |
| 10 | 5 | 145 |
| 5 | 10 | 269 |
| 5 | 10000 | 127 |

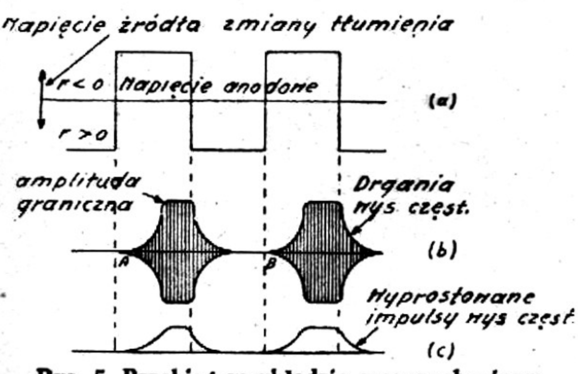
Przebiegi pokazane na rysunku 3 są podstawą do zrozumienia zasady superreakcji. Rozpatrzmy schemat odbiornika z rysunku 4.

Nie biorąc pod uwagę generatora zmian tłumienia**) mamy do czynienia z jednolampowym odbiornikiem, ze sprzężeniem zwrotnym. Załóżmy, że sprzężenie to posiada tego rodzaju wielkość, że r jest równe zeru — praca odbiornika ustawiona jest na granicy powstania drgań. W warunkach takich wzrost napięcia anodowego czyni r ujemnym np. przez powiększenie nachylenia, zaś zmniejszenie napięcia anodowego daje dodatną wartość r. Zmiany te powoduje tzw. generator częstotliwości pomocniczej S, częstotliwość tych zmian musi być niższa od częstotliwości drgań własnych odbiornika i wyższej częstotliwości modulacyjnej.




**Rys. 4. Schemat odbiornika superreakcyjnego.**

Ustalenie tej częstotliwości w powyższych granicach oraz jej stałość jest jednym z najpoważniejszych zagadnień w projektowaniu odbiornika superreakcyjnego. Równie ważny wpływ wywiera kształt impulsów generatora zmiany tłumienia. Załóżmy dla prostoty kształt prostokątny impulsów choć nie jest on typowy w rzeczywiście wykonanych odbiornikach. Rozpatrzmy przebiegi, zachodzące w ciągu jednego okresu częstotliwości generatora zmiany tłumienia, zaczynając od ujemnego półkresu.




**Rys. 5. Przebieg w układzie superreakcyjnym.**

Napięcie anodowe jest wówczas niższe, r posiada wartość dodatnią, w odbiorniku nie powstają drgania własne.

Załóżmy, że nie mamy sygnału przychodzącego z anteny. Wówczas w obwodzie zamkniętym mamy jedynie bardzo małe napięcie, mające swe źródła w przypadkowych ruchach elektronów— tak zwane napięcie szumów własnych obwodu strojonego. Napięcia te są rzędu mikrowoltów, zajmują szerokie widmo częstotliwości i zaledwie bardzo małą część tych napięć posiada częstotliwość obwodu zamkniętego. Napięcia w obwodzie zamkniętym są więc bardzo małe.

Z chwilą przejścia drgań generatora zmiany tłumienia do półokresu dodatniego, napięcie anodowe wzrasta, r staje się ujemne i drgania za

*) Narastanie napięcia wzg. prądu w obwodzie określa równanie

$$I_m = I_{mo} \cdot e^{\frac{r}{2L}} \cdot Z;$$

zatem im większa bezwzględna wartość r, tym szybciej osiąga się maksimum. (red.)

**) W literaturze rosyjskiej termin ten określa się jako generator częstotliwości pomocniczej.

czynają wzrastać od poziomu jaki przypadkowo w danej chwili posiada napięcie szumów. Czy w ciągu dodatniego półokresu drgań generatora zmiany tłumienia drgania wys. częstotliwości osiągną wartość graniczną zależy od:

1) napięcia szumów w punkcie wyjściowym,
2) szybkości wzrostu drgań, zależnie od amplitudy zmiany tłumienia oraz stałych obwodu.
3) amplitudy granicznej,
4) stosunku częstotliwości drgań własnych do częstotliwości superreakcji.

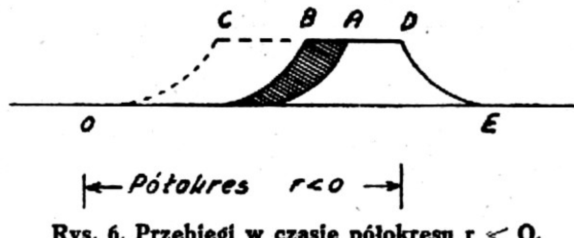
Najmniejsze nawet napięcia szumów będą wzmocnione do wartości granicznej o ile częstotliwość zmiany tłumienia jest dostatecznie niska.

Po osiągnięciu wartości granicznej, drgania utrzymują tę amplitudę do końca dodatniego półokresu generatora zmiany tłumienia, po czym r staje się znów dodatnie i drgania zanikają. Szybkość zanikania drgań jest zależna od dodatniej wartości r tak, jak szybkość wzrostu amplitudy drgań zależała od ujemnej wartości r. W założeniu, że bezwzględne wartości r są w obu wypadkach w przybliżeniu równe, napięcie między punktami AB zmaleje do poziomu szumów własnych przed końcem ujemnego półokresu generatora zmiany tłumienia. Z chwilą rozpoczęcia następnego półokresu dodatniego napięcie szumów w obwodzie będzie na ogół inne, niż na początku poprzedniego dodatniego półokresu i drgania mogą osiągnąć wartość graniczną szybciej zależnie od amplitudy napięcia początkowego.

Dźwięk w słuchawkach jest spowodowany przez wyprostowane grupy drgań wysokiej częstotliwości (rys. 5c), którą dalej będziemy nazywali impulsami. O ile częstotliwość z jaką się powtarzają takie impulsy znajduje się w zakresie akustycznym, to w telefonie jest słyszalny dźwięk. Impulsy posiadają jednak częstotliwość generatora zmiany tłumienia, która jest ponadsłyszalna.

Kształt impulsów zmienia się zależnie od wielkości napięcia szumów obecnego w obwodzie w chwili przejścia od ujemnego do dodatniego półokresu generatora zmiany tłumienia. Impuls OADE z rysunku 6 odpowiada najmniejszemu napięciu szumów, zaś impuls OBDE — największemu napięciu szumów. Maksymalna zmiana kształtu impulsu jest na rysunku 6 przedstawiona przez zakreskowaną powierzchnię.

Zmiany kształtu impulsów mają charakter zupełnie przypadkowy i w słuchawce jest słyszalny dźwięk podobny do szumu, jaki daje igła gramofonowa. Z powyższych rozważań widać, że wzmocnienie układu superreakcyjnego jest bardzo duże, gdyż nawet w superheterodynach trudno jest otrzymać takie wzmocnienie wysokich częstotliwości, by z podobną siłą słyszalne były szumy własne obwodu. Szum w słuchawkach jest wskaźnikiem, że układ superreakcyjny pracuje właściwie. Rozpatrzmy obecnie zjawiska zachodzące w układzie po doprowadzeniu fali nośnej z anteny odbiorczej. Przy fali niezmodulowanej, znacznie silniejszej, niż napięcia szumów, napięcie na początku każdego okresu dodatniego generatora zmiany tłumienia ma praktycznie stale tę samą wartość i kształty impul-




**Rys. 6. Przebiegi w czasie półokresu r $< 0$.**

sów są jednakowe — dajmy na to OCDE z rysunku 6; w słuchawce dźwięk nie jest słyszalny. Przy fali nośnej modulowanej kształt impulsów zmienia się z częstotliwością modulacyjną.

Wyżej omówione właściwości układu superreakcyjnego pozwolą omówić kwestię czułości, automatycznej regulacji, wzmocnienia, szumów, tłumnienia, interferencji, zniekształceń, promieniowania, nieprawidłowych warunków pracy.

## I. Czułość

Wzmocnienie napięciowe układu jest ograniczone przez wielkość najmniejszego możliwego napięcia z jednej strony oraz przez rozporządzalną moc lamp z drugiej strony.

W założeniu, że drgania mają dostateczną ilość czasu na wzrost, otrzymujemy wzmocnienie rzędu miliona. Najniższa częstotliwość generatora zmiany tłumienia, niezachodząca na zakres częstotliwości akustycznych jest równa 10.000 okr./sek., tak że czas półkresu generatora zmiany tłumienia może dochodzić do 50 mikrosekund. Na podstawie poprzednio podanych przykładów możemy założyć, że w czasie tym mieć będziemy do 500 okresów wysokiej częstotliwości. Z zestawienia rozporządzalnego czasu (50 mikrosekund) oraz ilości okresów wysokiej częstotliwości (500 okresów) wynika, że najniższa częstotliwość, przy której układ superreakcyjny sprawnie pracuje, wynosi 10 Mc/sek. ($\lambda = 30$ m). Im wysoka częstotliwość ma niższą wartość tym silniejsza musi być ampliduta generatora zmiany tłumienia, by drgania doszły do wartości granicznej w ciągu ograniczonej ilości okresów wysokiej częstotliwości.

Z drugiej strony, o ile wysoka częstotliwość ma bardzo dużą watość lub amplituda generatora zmiany tłumienia jest duża, należy zwiększać częstotliwość generatora zmiany tłumienia, aby w danym czasie osiągnąć jak największą ilość razy wartość graniczną amplitudy drgań.

(D. c. n.)

# Kondensantory próżniowe

**Zasada stosowania** kondensatorów próżniowych nie jest nowa, jednak dopiero w ciągu ostatnich lat rozpoczęto wyrób kondesatorów tego rodzaju na szerszą skalę.

Przeloty na dużych wysokościach wysunęły wiele zagadnień do rozwiązania; jednym z takich zagadnień było skostruowanie niezbędnej aparatury radiowej, pracującej wydajnie przy niskich ciśnieniach oraz w dużym zakresie zmian temperatury i wilgotności powietrza. Samolot, operujący na wysokości ponad 1200 metrów ma do czynienia, biorąc pod uwagę wszystkie możliwe klimaty, z temperaturami w zakresie od + 60° C do — 50° C. Szybkie zejście w dół z dużej wysokości do wilgotnej atmosfery powoduje kondensację pary wodnej i powierzchnia całego wyekwipowania pokrywa się warstwą wilgoci.

Właściwie wykonany kondensator próżniowy zachowuje w tych warunkach swe dane techniczne, a jednocześnie posiada następujące zalety:

1. wymiary mniejsze niż jakikolwiek inny rodzaj kondensatora (kondensator próżniowy posiada zaledwie jedną dziesiątą objętości kondensatora mikowego na tę samą pojemność i na te same **KVA),**
2. stratność przynajmniej równą stratności (kondensatora powietrznego w najlepszym wykonaniu,
3. wyjątkową stałość mechaniczną, dającą stałość wartości elektrycznych.

**Właściwości dielektryków gazowych.**

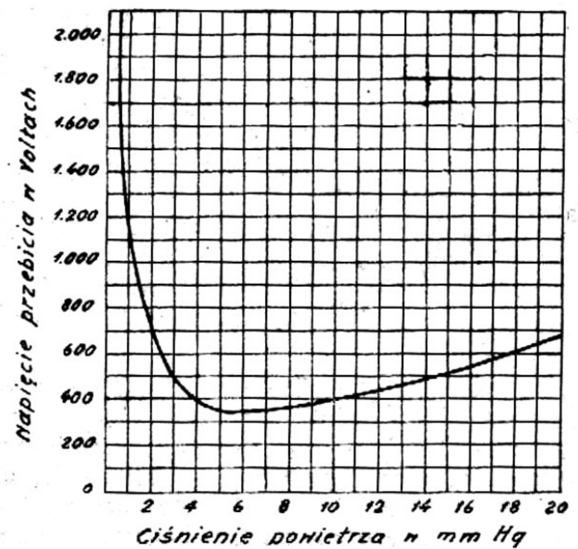
Napięcie przebicia w dielektryku gazowym jest funkcją ciśnienia gazu i zmienia się w sposób podany na rysunku 1.

Kształt tej krzywej jest uzależniony od faktu, że przebicie w dielektryku gazowym jest wywołane przez jonizację neutralnych cząsteczek gazu przy zderzeniu z elektronami poruszającymi się pod wpływem pola elektrycznego, zaś jonizacja jest zależna od średniej swobodnej drogi elektronów.*) Przy zmniejszeniu ciśnienia gazu średnia swobodna droga elektronów wydłuża się, szybkość elektronów wzrasta, możliwości jonizacyjne również wzrastają. Jednak poniżej pewnego ciśnienia zachodzi zjawisko odwrotne, gdyż zmniejszenie ciśnienia zmniejsza ilość cząsteczek gazu, a więc i możliwości dla zderzenia się z nimi elektronów. Z tego też względu wraz ze zmniejszeniem ciśnienia gazu napięcie przebicia maleje do pewnego minimum, zaś przy dalszym zmniejszaniu ciśnienia napięcie przebicia wzrasta. Minimum napięcia przebicia jest niezależne od odległości elektrod i posiada określoną wartość dla każdego rodzaju gazu. Na przykład dla powietrza napięcie to wynosi 342 wolty. Zmiana odległości elektrod powoduje, że minimalne napięcie przebicia występuje przy innym ciśnieniu, jednak zachowuje tę samą wartość.

Po zmniejszeniu ciśnienia gazu do bardzo niskiej wartości ilość cząsteczek gazu maleje tak dalece, że jonizacja przez zderzenie z elektronami staje się faktycznie niemożliwa i może być przyłożone bardzo wysokie napięcie, a przeskok iskrowy nie następuje. Wykonane było doświadczenie, gdy przeskok iskrowy wymagał gradientu napięcia 6.000.000 wolt/cm.

W wypadku praktycznie wykonywanych kondensatorów próżniowych, jak na przykład kondensator z rysunku 2, mamy do czynienia z napięciem pracy o wartości szczytowej 25000 wolltów przy odległości elektrod 0,15 mm przy ciśnieniu powietrza 0,001 mm słupa rtęci. Dla utrzymania tak wysokiej próżni jest konieczne, by metale, użyte na elektrody i doprowadzenia wewnątrz naczynia kondensatora, nie wydzielały podczas pracy gazów okludowanych.

Pod tym względem szczególnie korzystne jest stosowanie tantalu, który po odgazowaniu posiada właściwość raczej pochłaniania gazów niż ich wydzielania. Proces odgazowania kondensatorów próżniowych jest podobny do procesu odgazowywania lamp radiowych z tą różnicą, że trwa on dłużej ze względu na większe ilości metalów wewnątrz kondensatorów próżniowych. Napięcie przebicia jest również zależne od stanu powierzchni elektrod; powierzchnia elektrod winna być wypolerowana, ostre kanty zaokrąglone zgodnie z wymaganiami techniki wysokich napięć.




**Rys. 1. Zmiana napięcia przebicia w zależności od ciśnienia. Odstęp elektrod 1 cm.**

*) **Średnia swobodna droga elektronu:** droga przebyta przez poruszający się elektron i zawarta między dwoma następującymi po sobie zderzeniami elektronu z cząstkami gazu.

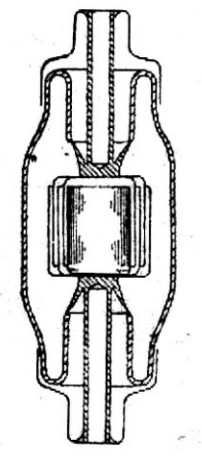
**Stratność.** Stratność kondensatora powodują głównie dwa czynniki:

1. straty w szeregowym oporze elektrod, znane jako straty przewodzenia,
2. straty w upływie prądu po powierzchni dielektru oraz straty na histerezę dielektryczną; suma tych dwóch ostatnich strat jest określona, jako straty w dielektryku.

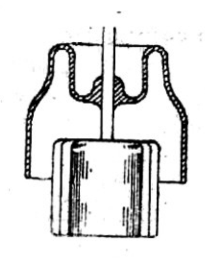
Straty przewodzenia są większe przy częstotliwościach wyższych, straty dielektryczne wywierają większy wpływ przy częstotliwościach niższych. Stratność kondensatora określamy przez kąt stratności $\delta$, którego $tg\delta = \omega . R. C$ gdzie R opór zastępczy szeregowy, C pojemność kondensatora. Przy $tg\ \delta$ większym od zera mamy składową prądu w fazie z napięciem przyłożonym do kondensatora, mamy więc stratę mocy ujawniającą się w formie, wydzielanego ciepła. Ciepło to wydziela się tam, gdzie jest źródło strat, a więc w częściach metalowych w wypadku przeważających strat przewodzenia lub w dielektryku, gdy przeważają straty dielektryczne, a mianowicie w tych częściach dielektryka, gdzie jest największe natężenie pola elektrycznego. Ciepło powstające w kondensatorze musi być wypromieniowane lub odprowadzone przez przewodzenie, aby zapewnić odpowiednią temperaturę pracy kondensatora. Kwestia utrzymania właściwej temperatury pracy kondensatora przede wszystkim decyduje o wymiarach kondensatora, sprawa odległości okładzin dla danego napięcia roboczego nie wywiera wpływu na wymiary kondensatora. Dla podkreślenia powyższego weźmy przykład liczbowy. Kondensator o pojemności C = 50 p F posiada $tg\ \delta = 0{,}0001$ przy $f = 10^6$ c/sek. Ponieważ $tg\ \delta = \omega . R. C.$ więc R w danym wypadku jest równe 0,318 Ω.

Przypuśmy, że przez kondensator płynie prąd 8 Amp; mamy wówczas stratę mocy w formie ciepła równą około 20 watów.

Z przykładu powyższego widać, że dla ograniczenia wzrostu temperatury kondensatora należy dążyć do możliwie małych wartości $tg\ \delta$



**Rys. 2. Przekrój kondensatora próżniowego.**



**Rys. 3. Przejście przez szkło w kondensatorach próżniowych dawnego typu.**

Tendencję zmniejszania $tg\ \delta$ widać w konstrukcji kondensatora, podanej na rysunku 2. Straty przewodzenia są zmniejszone do minimum, gdyż przekroje doprowadzeń elektrod (okładzin) są duże i posiadają duże powierzchnie, co ogranicza straty naskórkowe przy wysokich częstotliwościach. Oprócz dielektryka w postaci resztek gazu, jako dielektryk użyte jest również szkło naczynia; końcówki kondensatora wprowadzone są po przeciwległych końcach bańki szklanej, tak że droga przez szkło jest możliwie długa, a przekrój mały. Straty dielektryczne są więc w konstrukcji z rysunku 2 bardzo małe.

Niebezpiecznym punktem szklanych przyrządów próżniowych jest przejście metalu elektrod przez szkło, gdyż miejsce „zatopienia" metalu w szkle jest narażone na uszkodzenie przy rozgrzaniu. Jak widać na rysunku 2 przejście przez szkło jest wykonane za pomocą rurek metalowych. Pierwotnie taki kształt był doprowadzony jedynie ze względów mechanicznych w czasie procesu produkcyjnego, następnie kształt ten został wykorzystany do sztucznego ochładzania przez strumień powietrza, co pozwala na zwiększenie obciążalności kondensatora.

**Stałość warunków mechanicznych i elektrycznych**

Stałość wartości pojemności jest zależna od stałości wymiarów geometrycznych i dlatego też większość typów kondensatorów próżniowych wykonywana jest jako koncentryczne walce. Kondensator tego kształtu jest mniej wrażliwy na zmiany pojemności pod wpływem zmian temperatury.

Pojemność dwóch koncentrycznych walców określa wzór.

$$C = \frac{K. \ l.}{\log D/d} \text{ gdzie}$$

K — stały współczynnik
D — średnica wewnętrzna zewnętrznego walca
d — „ zewnętrzna wewnętrznego „
l — długość walców

Z wzoru wynika, że w przypadku, gdy oba walce (cylindry) są wykonane z tego samego metalu, wszystkie wymiary przy zmianie temperatury zmieniają się proporcjonalnie, a więc zmianę pojemności powodować będzie tylko zmiana długości l.

Również i zmiana długości może być skompensowana w pewnym stopniu przez zmianę pod wpływem temperatury wymiarów bańki szklanej, zawierającej kondensator. W rzeczywistości przy odpowiednim doborze materiałów i wymiarów można otrzymać kondensator o zerowym spółczynniku temperatury.

Z rysunku 2 widać, że przejście metalu przez szkło posiada stosunkowo dużą średnicę. Przejście tego rodzaju jest trudniejsze do wykonania, niż zwykle stosowane przejście pokazane na rysunku 3.

Za przejściem z rysunku 2 przemawia mocniejsza konstrukcja, co jest szczególnie ważne, gdyż kondensator podlega drganiom.

Zaciski kondensatorów próżniowych wykonywane są w ten sposób, by ułatwić ewentualną wymianę oraz możliwie łatwe zestawienie szeregowo - równoległych układów na dowolne pojemności. Małe wymiary i mała waga pozwalają na montaż kondensatorów w obwodach stosownie do wymagań teoretycznych.

Kondensator typu podanego na rysunku 2 posiada następujące dane:

Pojemność — 5, 10, 25, 50, 100 pF
(zależne od wykonania)

Maksymalne obciążenie (bez chłodzenia powietrznego) — 60 KVA,

Amplituda prądu wysokiej częstotliwości.30Amp
„ napięcia „ „ 25 KV
Stratność przy 50 kc/sek — 0,0001
Stratność przy 50 Mc/sek — niezmierzalna.

Kondensatory próżniowe znajdują szczególne zastosowanie, jak zaznaczyliśmy na wstępie, w urządzeniach pracujących w zmiennych warunkach ciśnienia, wilgotności i temperatury. Poza tym ze względu na swe małe wymiary i wygodny kształt nadają się specjalnie dla przenośnych nadajników, urządzeń elektromedycznych, urządzeń grzejniczych wysokiej częstotliwości, i t. p.

opracował w/g.
**Wireless World 1.47 W. R.**

# Przegląd schematów

Prezentujemy układy dwu najnowszych odbiorników produkcji r. 1946/47.

**Schemat Nr 22.** Odbiornik produkowany przez znaną fabrykę „Radiotechnika" w Rydze.

T-689 — jest to 9-cio lampowy 8-mio obwodowy super na lampach amerykańskich.

3 zakresy fal 700 ÷ 2000 m, 176 ÷ 590 m, 16,5 ÷ 50,4 oraz dwa zakresy fal krótkich rozciągnięte w pasach 31 m i 20 m. (30,64 ÷ 31,91 i 19,43 ÷ 20,18)

Na wejściu filtr wstęgowy (na średnich i długich) oraz mieszacz na lampie 6 L7. Obwód antenowy posiada dodatkowo filtr zwierający sygnały o częstotliwości pośredniej (469 Kc/s).

Ponieważ lampa 6 L7 służy tylko do przemiany częstotliwości, dodatkowa lampa 6 C5 pracuje jako oscylator.

Na uwagę zasługuje rozwiązanie rozciągnięcia pasów krótkofalowych (sposób obliczenia w kąciku krótkofalowca Nr 9 Ra). Równolegle do kondensatora zmiennego włączona jest pojemność 500 pF (kontakty 19 i 21) oraz szeregowo kondensator 120 pF (kontakty 17,20). W ten sposób osiąga się mały zakres zmienności kondensatora.

Po stopniu mieszającym następuje wzmacniacz pośredniej na 2 lampach 6 K7. Aby uniknąć sprzężeń w obwodach anodowych oraz w ekranie lampy drugiej włączone są filtry oporowo-pojemnościowe.

Duodioda 6 H6 dla tonu i automatyki, posiada dzielnik napięcia dla niskiej częstotliwości w stosunku $\frac{1}{5}$ (0,22 i 0,8 MΩ) dzięki czemu zmniejsza się do minimum zniekształcenia przy dużych procentach modulacji.

W stopniu niskiej częstotliwości widzimy wzmacniacz napięciowy na pentodzie 6 J7 oraz wzmacniacz mocy na 18 watowej 6L6. Moc wyjściowa 5 W. przy zniekształceniach poniżej 10%.

Regulacja barwy tonu połączona jest z ujemną reakcją. Składają się na nią dwa obwody: transformator wyjściowy, opór i przełączalne kondensatory, oraz cewka indukcyjna w katodzie lampy końcowej, drugi obwód — anoda — siatka lampy końcowej poprzez opór 2,7Mg i kondensator 220 pF.

Dodatkowo dla „mowy" włącza się kondensator 1000 pF pomiędzy anodę 6J7 i siatkę 6L6.

W ten sposób osłabia się niskie tony co zwiększa zrozumiałość.

Wskaźnikiem dostrojenia jest magiczne oko z lampą 6ES.

Odbiornik oznacza się dobrą selektywnością (50 db. przy odstrojeniu 10 kc/s) oraz czułością 30 ÷ 150 μV dla mocy wyjściowej 0,5 W (0,1 mocy nominalnej).

**Schemat Nr 23** 5-cio lampowy, 8-mio obwodowy super f-my Saba S — 582 produkowany w strefie francuskiej.

4 zakresy fal w tym dwa zakresy fal krótkich — 13,5 ÷ 36 m oraz 30 — 96 m. Na wejściu bezszumna pentoda jako wzmacniacz wysokiej częstotliwości. Sprzężenie ze stopniem następnym **oporowo-pojemnościowe** (15 k Ω i 100 pF) na falach krótkich, oraz mieszane indukcyjne na średnich i długich.

W stopniu mieszającym heksoda - trioda E CH3. W obwodzie anodowym widzimy **filtr 3-obwodowy.** Obwód środkowy przez zmianę sprzężenia między obwodami skrajnymi pozwala na płynną regulację szerokości wstęgi — od **2500 ÷ 15000 c/s.**

Jest to bodaj najlepsze rozwiązanie regulacji i przypuszczalnie w przyszłości zastosowane będzie w każdym superze.

Po normalnym zmacniaczu i duodiodzie widzimy kombinację filtrów oporowo-pojemnościowych filtrujących napięcie stale ze składowej niskiej częstotliwości. Jest to automatyka działająca na wzmacniacz **niskiej częstotliwości.**

W stopniu tym pracuje pentoda selektoda EF9. Automatyka więc działa na 4-lampy.

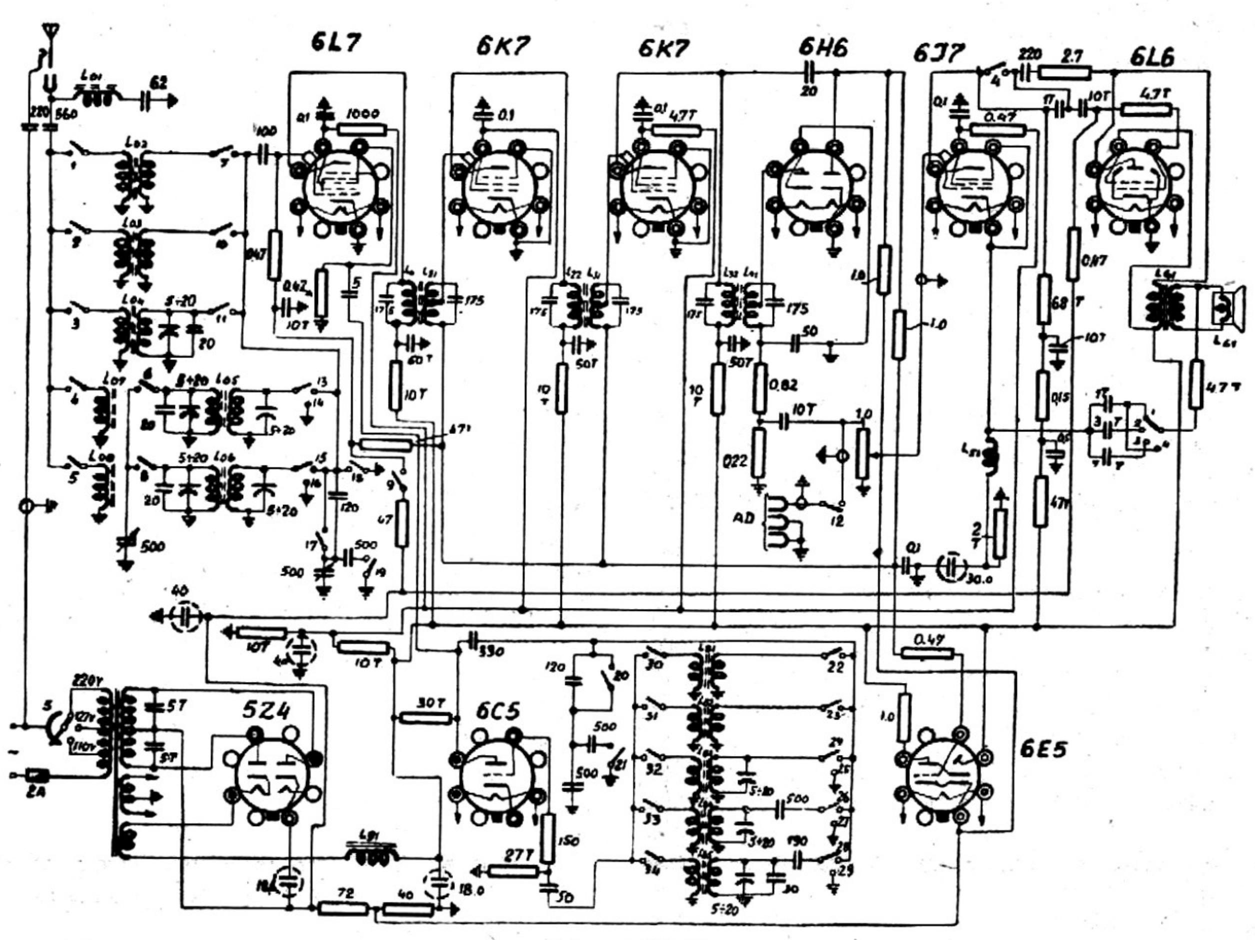
Przy przełączeniu odbiornika na adapter rozwiera się kontakt 21 i wyłącza prąd anodowy pierwszych 3-ch lamp.

Jako lampa końcowa pracuje pentoda EL3; w jej obwodzie anodowym widzimy równolegle do transformatora obwód rezonansowy zwierający prądy o częstotliwości 9 kc/s.

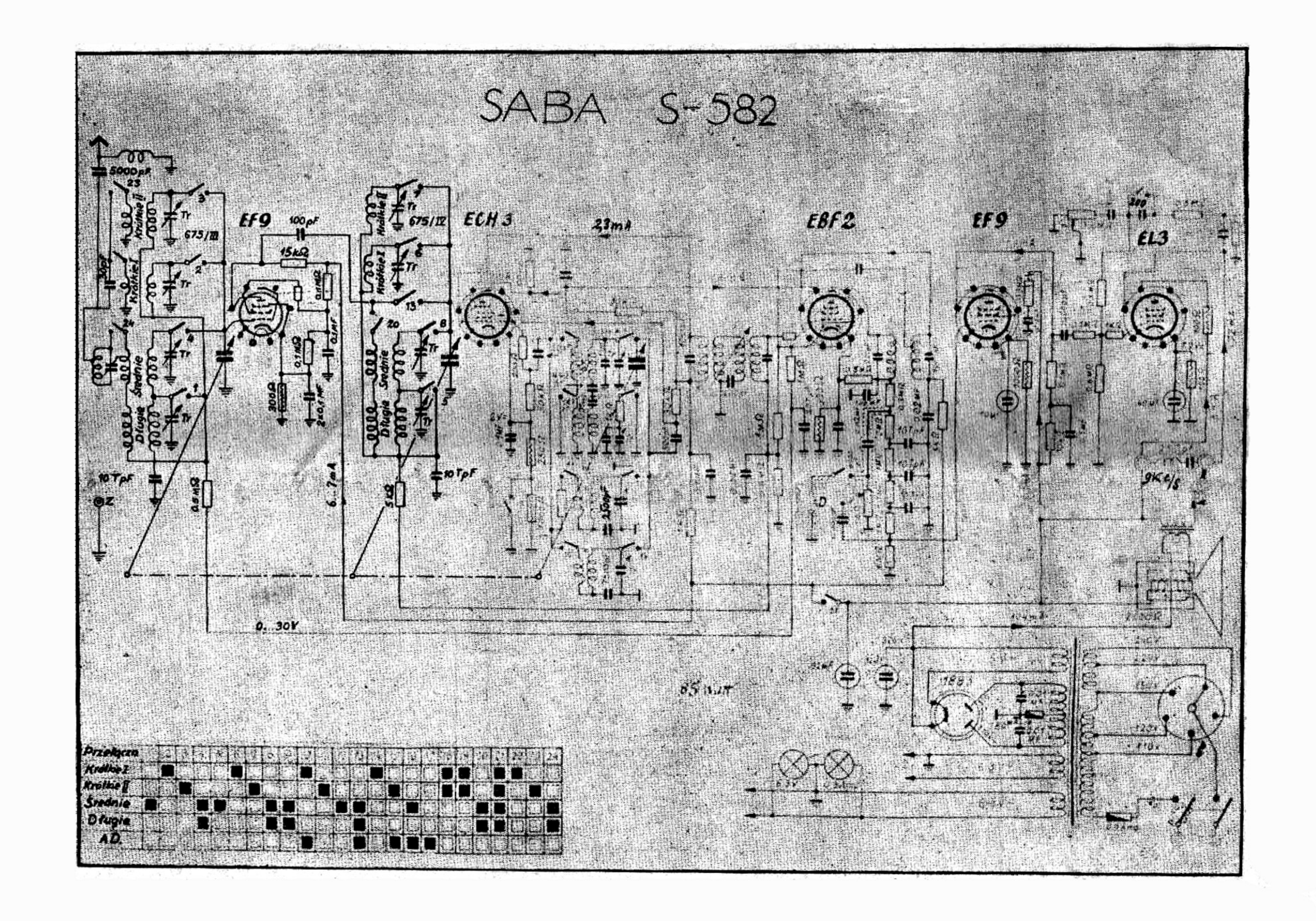
Ujemna reakcja wykorzystana jest do regulacji barwy tonu.

Mianowicie gdy ślizgacz potencjometru 0,6 Mg. zbliża się do kondensatora 1000 pF prądy wysokiej częstotliwości zwierane są do ziemi i nie dochodzą do siatki lampy; dzięki temu wysokie tony nie są osłabione.

Gdy ślizgacz przechodzi w położenie drugie na tonach wysokich działa ujemna reakcja.




Schemat Nr 22


SABA S-582
EF9
100pF
15kΩ
ECH 3
23mA
EBF 2
EF9
EL3
5000pF
675/III
675/IV
Krótkie I
Krótkie II
Średnie
Długie
300Ω
10TpF
0.5MΩ
6...7mA
5kΩ
0...30V
Przełącznik
A.D.

# Cechowanie i posługiwanie się signalgeneratorem

**W odpowiedzi na liczne listy naszych Czytelników, podajemy dokładny opis cechowania i posługiwania się Signal-generatorem opisanym w Nr. 1 Ra.**

Signalgenerator, czyli oscylator modulowany powinien znajdować się u każdego amatora, który zajmuje się samodzielną budową, naprawą odbiorników i pracami doświadczalnymi nad sprzętem radiotechnicznym.

Doświadczony amator może przy pomocy takiego generatora wykonać między innymi następujące prace:

1. Zestrajanie i cechowanie odbiorników.
2. Pomiar cewek i kondensatorów.
3. Wyrównywanie obwodów wys. częstotliwości.
4. Pomiary odbiorników.

Podstawą do tych prac jest dokładne wycechowanie oscylatora. Dokładność wymagana przy fabrycznych oscylatorach jest rzędu 1 %.

W warunkach amatorskich nie trudno przy pewnym doświadczeniu osiągnąć dokładność do ok. 2 %.

## I. CECHOWANIE OSCYLATORA

Ogólnie do wycechowania potrzebne jest jakieś źródło prądu o znanej częstotliwości oraz kontrolny odbiornik względnie układ mieszający (detektor).

Zasada pomiaru jest następująca:

O ile w odbiorniku odbieramy dwa sygnały o częstotliwościach zbliżonych np. $f_1$ i $f_2$ wtedy po zdetektorowaniu usłyszymy **ton** tak zwany **interferencyjny** o częstotliwości fr równej różnicy dwu sygnałów.

$$fr = |f_1 - f_2| \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

Gdy częstotliwości $f_1$ i $f_2$ będą sobie równe wtedy w głośniku odbiornika nastąpi **cisza.**

Ze zjawiskiem tym spotykamy się w każdym odbiorniku reakcyjnym. O ile kondensator reakcyjny przekręcimy tak, że odbiornik będzie oscylował ($f_1$) — w głośniku, momentowi temu towarzyszy charakterystyczne puknięcie — wtedy przy dostrajaniu się do jakiejkolwiek stacji ($f_2$), usłyszymy stopniowo gwizd (fr), którego ton w miarę dostrajania się będzie malał, przejdzie przez ciszę, a następnie będzie wzrastał. w miarę oddalania się od rezonansu w myśl równania (1).

Chcąc zatem zmierzyć nieznaną częstotliwość, porównujemy ją z częstotliwością znaną i w momencie gdy wysokość tonu interferencyjnego będzie równa zeru, wtedy częstotliwość szukana równa się częstotliwości znanego generatora.

Jest to tak zwana metoda interferencyjna, stosowana powszechnie przy pomiarach częstotliwości.

**Wzorce częstotliwości.**

W warunkach laboratoryjnych, za źródło porównawcze służy t. zw. popularnie Standard **częstotliwości.**

Najważniejszym elementem w tym urządzeniu jest **oscylator kwarcowy** o b. dużej stałości i dokładności $(\pm 5 \cdot 10^{-7})$ wytwarzający częstotliwość 50 kc/s. Oscylator ten synchronizuje tzw. **multivibrator,** generator dający zniekształconą krzywą napięcia o dużej zawartości harmonicznych. Jeżeli częstotliwość podstawowa multivibratora wynosi 10 kc/s wtedy w jego krzywej napięcia będą zawarte harmoniczne — wielokrotności 10 kc/s, a więc 20, 30, 40... aż do zakresu fal krótkich (10 Mc/s) „Jest to generator wytwarzający całą gamę częstotliwości różniących się między sobą o 10 kc/s; każda z tych częstotliwości posiada taką samą stałość i dokładność jak synchronizujący je oscylator kwarcowy.

Nie wdając się w szczegóły tego urządzenia, którego działanie opiszemy przy innej okazji, nadmienimy, że w warunkach warsztatowych i amatorskich w użyciu jest tak zw. **cristal-calibrator** — generator kwarcowy o częstotliwości 100 kc/s i 1000 kc/s. — ten sam kryształ drga podłużnie (100 kc/s) i poprzecznie (1000 kc/s) Generator taki, mając w obwodzie cewkę indukcyjną (nie obwód rezonansowy) wytwarza zniekształcone napięcie o zawartości harmonicznych wielokrotnych 100 i 1000 kc/s. Jeszcze prostszym urządzeniem jest oscylator o możliwie dużej stabilności z kompensacją cieplną obwodów i stabilizowanymi napięciami zasilającymi. Oscylator taki na częstotliwości zasadnicze 10, 100, 1000 kc/s (obwody przełączalne) przesterowuje lampę wzmacniającą i daje na jej wyjściu harmoniczne będące wielokrotnościami 10, 100 lub 1000 kc/s. Układ, podobny wobec braku odpowiednich kwarców najłatwiej jest amatorowi wykonać.

Porównując metodą interferencyjną częstotliwość wzorca z częstotliwością oscylatora badanego, otrzymujemy po detektorze szereg gwizdów w odległości co 10 kc/s. Tyle ogólnie o metodzie cechowania. Aby więc nasz oscylator wycechować musimy skorzystać albo z wymienionych urządzeń, albo z jakiegoś wycechowanego już fabrycznego oscylatora, albo wreszcie z ostatniego źródła znanych częstotliwości jakim jest **antena odbiorcza.**

Wszystkie stacje nadawcze według przepisów międzynarodowych muszą utrzymywać przydzieloną częstotliwość z dokładnością 50 (stare stacje) względnie 20 c/s. Są one

oczywiście sterowane generatorami kwarcowymi.

Zatem zaopatrzamy się w:

1) Wykaz stacyj podający dokładnie częstotliwości (Radio i Świat).
2) Odbiornik — najlepiej o bezpośrednim wzmocnieniu; jeżeli takiego nie posiadamy ostatecznie może być super, ale koniecznie o częstotliwości pośredniej np. około 475 kc/s i dwu obwodach na wejściu. Chodzi tu o wyeliminowanie t.zw. lustrzanych odbić, harmonicznych heterodyny i związanych z tym błędów.

**Cechowanie**

Pożądane jest aby skala oscylatora była bezpośrednio wycechowana w kilocyklach oddzielnie dla każdego zakresu.

Dlatego najlepiej zastosować tu skalę dużą na której można by wykreślić kilka podziałek. O ile posiadamy skalę z jedną tylko podziałką będziemy musieli korzystać z wykresów dla każdego zakresu.

Skalę wykonamy z papieru rysunkowego, naklejonego na cienkim bakelicie. Po oznaczeniu punktów kontrolnych (aby po wycechowaniu i wykreśleniu skalę umocować dokładnie w tym samym położeniu w stosunku do strzałki kondensatora), skalę zdejmujemy i rysujemy 7 łuków współśrodkowych. Łuk o największym promieniu dzielimy kątomierzem na 180°, w ten sposób mamy zasadniczą skalę według której wykreślamy inne.

Następny łuk przeznaczymy do wycechowania pojemności kondensatora (patrz niżej), zaś dalsze (5) na cechowanie zakresów zaczynając od częstotliwości najniższych.

Skalę umocowujemy i przystępujemy do wycechowania pierwszego zakresu 100 — 290 kc/s. Do gniazdka wyjściowego oscylatora włączamy kawałek drutu, który okręcamy (kilka zwojów) dokoła przewodu antenowego wzglednie przy słabszym odbiorniku włączamy przez kondensator 50 pF równoległe z anteną do gniazdka antenowego.

W oscylatorze **wyłączamy modulację** a odbiornik nastawiamy na angielską stację Droitwich (f = 200 kc/s, λ = 1500m); kręcimy kondensatorem oscylatora na pojemność maksymalną aż w położeniu — 175° skali usłyszymy gwizd interferencyjny. Nastawiamy na ciszę i w ten sposób mamy końcowy punkt skali — druga harmoniczna częstotliwość 100 kc/s. interferuje z częstotliwością 200 kc/s. Sprawdzamy czy jest to rzeczywiście druga harmoniczna nastawiając odbiornik na falę 1000 m (300 kc/s). Na tej fali powinniśmy usłyszeć szum względnie ton po włączeniu modulacji; będzie to punkt odbioru 3-ciej harmonicznej. O ile częstotliwość 100 kc/s wzgl. jej harmoniczna wypada bliżej środka skali będzie to znaczyć, że cewka jest za duża i należy odwinąć nieco zwojów. Przechodzimy następnie na częstotliwość wyższą. Odbiornik nastawiamy na falę 1060 m (Moskwa — f = 283 kc/s) i gwizd interferencyjny winien wypaść naokoło 15° skali. O ile wypada wyżej należy powiększyć pojemność trimmera ($C_1$ na schemacie w Nr 1 Ra str. 17). Gdy już punkty skrajne mamy na skali, przystępujemy do odczytywania na podziałce signalgeneratora (0 — 180°) miejsc, w których występują interferencje ze stacjami.

Zapisujemy jako punkt pierwszy częstotliwość 100 kc/s (Droitwich) odbiornik nastawiamy na Luksemburg (f = 232) interferuje z nim druga harmoniczna o częstotliwości 116 kc/s.

Po kolei na Oslo (260 kc/s — 130 podstawowa) i t. d., następnie wracamy na stacje fal najdłuższych, gdzie otrzymujemy interferencje ze stacjami o częstotliwości 160, 174, 200 kc/c i t. d.

Im więcej punktów tem dokładniejsze cechowanie. Mając tabelkę częstotliwści podziałek skali signalgeneratora rysujemy wykres na papierze milimetrowym. Na osi pionowej oznaczamy częstotliwość (f) na poziomej podziałkę skali ( α ) Z wykresu odczytujemy wartość podziałki dla częstotlikości 120, 140... i t.d. i te punkty oznaczamy na skali dla danego zakresu, przy czym kontrolujemy skalę dla punktów bezpośrednio zdjętych przy cechowaniu. W podobny sposób cechujemy na zakresie 290 — 840 kc/s i następnych, korzystając z interferencji ze stacjami radiofonicznymi podstawowych względnie harmonicznych naszego oscylatora. Jakkolwiek zawartość harmonicznych jest rzeczą szkodliwą to jednak przy pewnej wprawie w późniejszej pracy unika się błędów, a przy cechowaniu w opisany sposób harmoniczne są wręcz potrzebne. Najwięcej trudności sprawi cechowanie powyżej 1,5 Mc/s, z tego względu, że na tym zakresie nie ma stacyj o znanej długości fali a poza tym odbiorniki normalne nie posiadają zakresów na te częstotliwości.

W wypadku takim postępujemy następująco: signalgenerator nastawiamy na wyskalowany już punkt 1000 kc/s. Odbiornik nastawiamy na fale krótkie — **częstotliwość 10 Mc/s (30m). Dla tego pomiaru supery się nie nadają ponieważ łatwo popełnić błędy skutkiem lustrzanych odbić, wystarczy prosta jednoobwodówka.**

Zatem odbiornik odbiera 10-tą harmoniczną 1000 kc/s, to znaczy 10000 kc/s. Jeżeli teraz będziemy obracali kondensatorem signalgeneratora usłyszymy kolejno harmoniczne, których częstotliwość zasadnicza równa się ilorazowi

$$\frac{10000}{n} \quad \textbf{gdzie } \mathbf{n = 10, 9, 8, 7 \ . \ . \ .}$$

otrzymamy szereg punktów o częstotliwości 1000, 1111, 1250, 1430, 1668, 2000, 2500. W podobny sposób cechujemy na zakresie 2,44 — 7 Mc/s aż do częstotliwości 5 Mc/s. Powyżej (do 7 Mc/s) i na ostatnim zakresie musimy wycechować najpierw odbiornik harmonicznymi

1000 kc/s a następnie z tych punktów wyskalować signalgenerator .

Ten ostatni pomiar jest mniej dokładny, ale na zakresach krótkofalowych, nie jest to tak bardzo ważne. Z opisu widać, że cechowanie jest żmudne, ale przy staranności i pewnej wprawie możemy to wykonać zupełnie zadowalniająco.

Jak wspomnieliśmy punkty zdjęte przenosimy na papier milimetrowy a z niego z powrotem na podstawie krzywej znaczymy punkty co 50 względnie 500 kc/s na skali oscylatora. Po wycechowaniu skalę zdejmujemy, pośrednie punkty interpolujemy, wykreślamy tuszem, opisujemy i robota skończona. O ile tym samym oscylatorem chcemy mierzyć pojemności kondensatorów (od 100 — 500 pF) oraz indukcyjność cewek musimy wykreślić skalę pojemności (patrz w części: Pomiary).

Cechowanie wykonaliśmy bez modulacji; ponieważ wytwarzanie oscylacyj niskiej i wysokiej częstotliwości odbywa się w naszym układzie w jednej lampie, występuje przy modulacji zmiana częstotliwości wysokiej, jest ona jednak mała i praktycznie do pominięcia.

## II. ZESTRAJANIE ODBIORNIKÓW

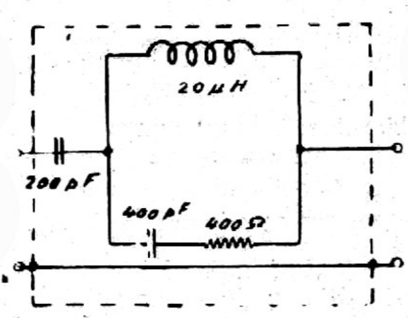
Odbiornik jest zestrojony wtedy, gdy po pierwsze: stacje odbierane pokrywają się z napisami na skali, a następnie gdy obwody we wszystkich stopniach wysokiej częstotliwości są dostrojone do wspólnej częstotliwości, dla każdego położenia kondensatora zmiennego.

Warunki te powinny być spełnione dla wszystkich zakresów odbiornika. W superach dodatkowo muszą być zestrojone filtry pośredniej częstotliwości (w wyjątkowych wypadkach dla osiągnięcia pożądanej krzywej selektywności rozstraja się nieco filtry) oraz obwód oscylatora, który we wszystkich położeniach kondensatora obrotowego powinien wytwarzać częstotliwość różniącą się od odbieranej o częstotliwość pośrednią. Ten ostatni warunek praktycznie jest spełniony dla 3-ech punktów zakresu (patrz Nr 9 Ra.) wykazując odchylenia dla innych nastrojeń obwodu. Do powyższych prac nadaje się wyłącznie oscylator modulowany.

Korzystanie z „eteru" ogranicza nas do pewnych częstotliwości a zmienność modulacji i zaniki uniemożliwiają należytą pracę. Oscylator modulowany zastępuje nam stację o dowolnej częstotliwści i stałym natężeniu dowolnie regulowanym. Do zestrajania potrzebne są nam jeszcze: sztuczna antena i miernik dostrojenia.

**Sztuczna antena.** Normalnie odbiornik przyłączony jest do anteny, która posiada pewną pojemność, indukcyjność, i opór. W takich samych warunkach musi pracować odbiornik również w czasie zestrajania. Dlatego pomiędzy signalgenerator a odbiornik włącza się element (t. zw. **sztuczną antenę**), zastępujący średnią antenę odbiorczą. Według zaleceń międzynarodowych antenę zastępuje się układem jak na rys. 1. Przewody łączące signalgenerator z anteną sztuczną jak i sama antena są ekranowane. Kabel ekranowany na zewnątrz koszulką metalową powinien być nie dłuższy jak 0,5 — 0,75 m. i o możliwie małej pojemności.

Antena sztuczna umieszczona jest w metalowym pudełku, jako zakończenie kabla od strony odbiornika.

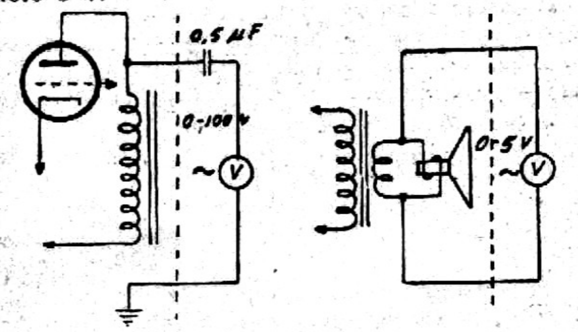



Rys. 1

Dla niezbyt krytycznych prac (a do takich należy zestrajanie odbiorników) antenę sztuczną zastąpić można kondensatorem 200 pF dla fal średnich i długich, oraz oporem 400 Ω dla fal krótkich.

**Miernik dostrojenia.** Przy dokładnym dostrojeniu odbiornika do częstotliwości modulowanego signalgeneratora, w głośniku usłyszymy ton częstotliwości modulującej (400 c/s) o maksymalnym natężeniu. Możemy więc zestrajać na maksimum siły „na słuch". Zestrajanie takie jednak jest niedokładne ponieważ stopień odczuwania słuchem ma przebieg logarytmiczny (ucho odczuwa różnicę natężenia o około 20%) i dlatego stosuje się wskaźniki obiektywne. Najprostszym sposobem jest włączenie zwykłego woltomierza na prąd zmienny (opór przynajmniej 200Ω/v) jak to przedstawia rys. 2a.

Zakres woltomierza 50 — 150 v. Dla wyeliminowania wpływu prądu stałego, woltomierz włącza się poprzez kondensator ok. 0,5 μF. Możemy również włączyć woltomierz równolegle do cewki drgającej głośnika (rys. 2b) Zakres około 5 v.




Rys. 2a,b

Często w odbiornikach superheterodynowych znajduje się wskaźnik dostrojenia jak—miliamperomierz w obwodzie anodowym lampy o zmiennym nachyleniu, specjalna neonówka, względnie magiczne oko. W wypadku korzy-

stania z tego rodzaju wskaźników musimy naogół stosować większe napięcie z oscylatora co znowu wprowadza działanie automatyki i płaską krzywą strojenia.

### Ogólne uwagi

Przy strojeniu odbiorników dla uniknięcia przesterowania lamp i powstałych w związku z tym błędów należy dawać z oscylatora jak najmniejsze napięcie. Z tego powodu regulację siły głosu należy przekręcić na maksimum.

W odbiornikach reakcyjnych, kondensator reakcyjny ustalamy w pozycji pośredniej (jeżeli pracujemy przed punktem oscylacji występuje przestrojenie obwodu).

Przy odbiornikach superheterodynowych, napięcie dajemy jak najmniejsze, tak aby nie wprowadzić działania automatyki. W przeciwnym wypadku należy zewrzeć przewód doprowadzający napięcie automatyki do ziemi. Jeżeli dodatkowo w odbiorniku znajduje się regulacja szerokości wstęgi nastawiamy na wstęgę najwęższą; przy szerokiej wstędze wklęśnięcie w środku krzywej rezonansu może prowadzić do pomyłek.

Zakres częstotliwości skrajnych obwodu zależy od pojemności początkowej i indukcyjności (pojemności końcowej kondensatora obrotowego, poza obwodem oscylatora w superach, nie zmienia się). Zatem na częstotliwościach wyższych wyrównujemy zmianą pojemności początkowej (trimmer), na częstotliwościach niższych zmianą indukcyjności cewki. W odbiornikach fabrycznych zasadniczą przyczyną rozstrojenia jest zmiana pojemności początkowej skutkiem zmiany lamp, wstrząsów mechanicznych i t. p.. Dlatego rozpoczynamy od częstotliwości wyższych — od regulacji trimmerów.

Obwody oscylatora w superach starszego typu wyrównuje się zmianą pojemności ściskanych kondensatorów (paddingi — kondensatory szeregowe). W nowszych typach stosuje się kondensatory stałe a reguluje indukcyjność cewek. Obwody transformatorów pośredniej częstotliwości stroimy zmianą indukcyjności — wkręceniem rdzenia. względnie zmianą pojemności kondensatorów ściskanych (zwłaszcza starsze typy o częst. pośr. 128 kc/s).

W odbiornikach starej konstrukcji, zmianę indukcyjności dokonywa się często przez zbliżanie do cewki płytek miedzianych na śrubce gwintowanej, wględnie przez dogięcie w kierunku cewki języczka wyciętego w kubku ekranującym.

We wszystkich odbiornikach przed strojeniem zwracamy uwagę na prawidłowy bieg napędu skali. Wskazówka winna przy maksymalnej i minimalnej pojemności osiągnąć skrajne jej położenia. Często na skali oznaczone są specjalne punkty ustalenia wskazówki.

### Odbiorniki jednoobwodowe

W odbiornikach jednoobwodowych zasadniczą sprawą jest naprowadzenie stacyj na właściwe miejsce skali. Rozpoczynamy od fal krótkich. Signalgenerator i odbiornik nastrajamy na częstotliwości 15 Mc/s (20 m) i trimmerem ustalamy początek zakresu; następnie przechodzimy na częstotliwości Mc/s (50m) i jeżeli nie zgadza się położenie wskazówki na skali zsuwamy względnie rozciągamy swoje cewki.

Powracamy na falę **20 m.** i jeżeli nastrojenie jest bez zmiany zakres fal krótkich uważamy za wyrównany.

Przechodzimy na zakres fal średnich. Jeżeli na skali nie ma podziału wg. częstotliwości względnie długości fal, stroimy na punkty oznaczone przez dane stacje; ich częstotliwość odczytujemy z **Wykazu stacyj.** Jeżeli w odbiorniku znajduje się tylko jeden trimmer to właściwie pojemność jego należy ustalić na falach średnich zaś na krótkich i długich pozostaje tylko skontrolować początki zakresów, względnie wypośrodkować tę pojemność optymalnie dla wszystkich 3-ech zakresów. Na końcu zakresu średnio-falowego wyrównujemy zmianą indukcyjności cewek, o ile te posiadają ruchome rdzenie ferrocartowe. Wyrównanie zakresu długo-falowego nie wymaga objaśnień.

### Odbiorniki wieloobwodowe o bezpośrednim wzmocnieniu

W odbiornikach wieloobwodowych strojenie przeprowadzamy kolejno na wszystkich zakresach rozpoczynając od fal krótkich.

Nastawiamy na częstotliwości. wyższe i regulujemy trimmery kolejno we wszystkich obwodach rozpoczynając od „końca“ to znaczy od stopnia detektorującego. Przechodzimy następnie na drugi koniec zakresu i regulujemy zmianą indukcyjności. Powtarzamy tę czynność dwa—trzy razy, tak aby zestrojenie zgadzało się w obu punktach.

### Odbiorniki superheterodynowe

Strojenie rozpoczynamy od obwodów pośredniej częstotliwości.

W odbiornikach znajdujących się w użyciu stosowane są zasadniczo dwa rodzaje częstotliwości pośrednich pomiędzy: 121 — 132 oraz **450** — 485 kc/s; przed przystąpieniem do strojenia musimy oczywiście znać dokładnie tę wartość.

O ile nie posiadamy żadnych danych włączamy na siatkę lampy mieszającej (oktoda, heksoda) signalgenerator przez pojemność **50000 pF.** Zmieniamy częstotliwość signalgeneratorą w zakresie 450 — 480 kc/s aż usłyszymy maksimum tonu. Gdy na tym zakresie dostrojenie nie występuje przechodzimy na zakres 121 — 128 kc/s. Poza tym możemy zorientować się z wyglądu cewek filtru pośredniej częstotliwości.

Cewki te mają mniejszą ilość zwojów i nawinięte są licą grubszą przy 450 kc/s zaś drutem

cienkim (ok. 0,1 mm) i o dużej ilości zwojów dla częstotliwości 121 kc/s. Na częstotliwości odpowiadającej maksimum siły przeprowadzamy strojenie.

Jeżeli dostajemy do remontu odbiornik, w którym już ktoś niepowołany „kręcił wszystkimi możliwymi śrubkami" obwody są kompletnie rozstrojone i polegać na przypadkowym maksimum nie możemy. Wobec tego stosujemy częstotliwość taką jaką dana firma stosuje przy innych modelach, względnie włączamy na siatkę lampy ostatniego obwodu signalgenerator i mierzymy częstotliwości filtru dla skrajnych położeń rdzenia ferromagnetycznego. Z tego pomiaru możemy się zgrubsza zorientować i zastosować tę częstotliwość pośrednią, która odpowiada wkręconemu rdzeniowi w 3/4 swej długości.

Po znalezieniu częstotliwości pośredniej zestrajamy wszystkie obwody rozpoczynając od „końca", to znaczy od obwodu pracującego na diodę. Signalgenerator włączamy na siatkę lampy mieszającej. Aby uniknąć wpływu oscylatora powinno się jego obwód rezonansowy zewrzeć.

Rozpatrując ogólnie filtry wstęgowe rozróżniamy w nich dwa charakterystyczne wypadki: filtry o sprzężeniu krytycznym i filtry o sprzężeniu ponadkrytycznym.

Mianowicie powiększając sprzężenie pomiędzy obwodami rezonansowymi dostrojonymi do jednej częstotliwości, osiągamy coraz wyższe napięcie na obwodzie wtórnym zaś krzywa rezonansowa jest ostra i o jednym wierzchołku.

Po przejściu przez sprzężenie t. zwane **krytyczne** — określa je wzór

$$k = \frac{1}{Q} \quad . . . \quad (2)$$

gdzie **k — sp. sprzężenia**
**Q — sp. dobroci obwodu.**

napięcie na obwodzie wtórnym się już nie zwiększa, a krzywa rezonansu się poszerza w środku (siodełko). Jest to sprzężenie ponadkrytyczne. Przy wyrównywaniu takiego filtru trudno jest uchwycić maksimum dostrojenia, a nieodpowiednie zestrojenie da w efekcie wypadkową krzywą rezonansu niesymetryczną co wprowadza zniekształcenia.

Dlatego w praktyce bocznikujemy obwody nie będące w danej chwili strojone oporami o wartości 20000 ÷ 50000 Ω

Opór taki zmniejszając sp. dobroci obwodu; powiększa tym samym warunek sprzężenia krytycznego dając krzywą rezonansu o jednym wierzchołku.

### Wyrównanie obwodów oscylatora

O charakterze skali w superze decyduje obwód oscylatora, dlatego staramy się wyrównać jego obwody tak, aby stacje pokrywały się z napisami. Włączamy signalgenerator na siatkę lampy mieszającej poprzez kondensator 50000 pF. i nastawiamy na częstotliwość najwyższą danego zakresu. Przy pomocy trimmera równoległego do cewki (w niektórych wykonaniach do kondensatora obrotowego) staramy się maksimum odebrać w miejscu przewidzianym na skali. Przechodzimy do częstotliwości najniższej i wyrównujemy przy pomocy rdzenia cewki względnie ściskanym paddingiem. Czynność tę powtarzamy tak długo dopóki stacje nie będą pokrywać się z napisami (względnie częstotliwości wypisane na skali).

Przy falach krótkich, gdzie częstotliwość oscylatora powinna być **niższa** od częstotliwości obwodów wejściowych — w przeciwieństwie do fal średnich i długich — ustalamy położenie trimmera i ew. rdzenia, gdzie maksimum odpowiada większej pojemności względnie indukcyjności.

### Wyrównanie obwodów wejściowych

Jak wynika z teorii jednogałkowego strojenia superów dokładne zestrojenie obwodów wejściowych i oscylatora ma miejsce w trzech punktach danego zakresu. W innych punktach obwody wejściowe **nie są** nastrojone na częstotliwość różniącą się od częstotliwości oscylatora dokładnie o częstotliwość pośrednią. W tych miejscach obwody wejściowe są niejako rozstrojone w stosunku do oscylatora. Aby to rozstrojenie było minimalne należy odpowiednio dobrać 3 częstotliwości dokładnego zestrojenia. W artykule p. t. „Charakterystyczne wielkości obwodu oscylatora" Ra-9 kwestia ta została wyczerpująco wyjaśniona.

Na tym miejscu powtórzymy tylko sprawy zasadnicze. Jeżeli odbiornik ma pracować w zakresie, którego częstotliwości skrajne równe są f min i f max, to punkt środkowy dokładnego dostrojenia odpowiada średniej arytmetycznej obu częstotliwości.

$$f_2 = \frac{fmin + fmax}{2}$$

Punkty skrajne dokładnego zestrojenia powinny odpowiadać częstotliwościom skrajnym powiększonym względnie pomniejszonym o okrągło 7% wartości i max — f min.

Następujący przykład najlepiej to objaśni:

Odbiornik na falach średnich ma pokryć zakres (odczytany ze skali):

190 m ÷ 590 m zatem

$$fmax = \frac{300000}{190} = 1560 \text{ kc/s}$$

f min = 510 Kc/s

**fmax — fmin = 1560 — 510 = 1050kc/s**

7% od 1050 = ~ 73 kc/s

zatem częstotliwości skrajne dokładnego zestrojenia wynoszą:

$$f_1 = 510 + 73 = 583 \text{ kc/s}$$

$$f_3 = 1560 - 73 = 1487 \text{ kc/s}$$

środkowy punkt zestrojenia:

$$f_2 = \frac{510 + 1560}{2} = 1035 \text{ kc/s}$$

Signalgenerator nastawiamy na obliczone częstotliwości skrajne, włączamy przez **sztuczną antenę** (ew. 200 pF) do gniazdka antenowego odbiornika i wyrównujemy na maksimum w tych punktach obwody wejściowe.

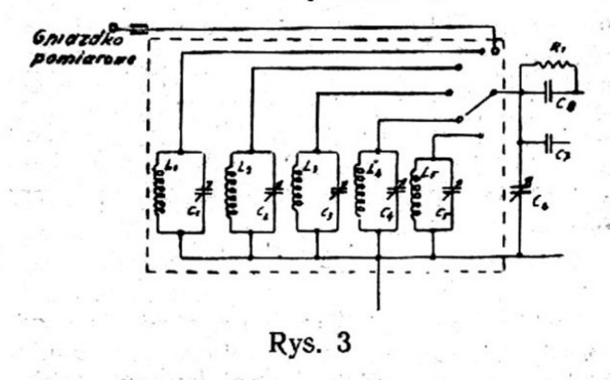
Przy dobrze zaprojektowanych stałych obwodu punkt środkowy ($f_2$) wypadnie zgodnie z obliczeniem (w tym punkcie tylko sprawdzamy zestrojenie).

### Nastrojenie eliminatora

Niektóre supery (zwłaszcza na częst. pośrednią 465 kc/s) posiadają na wejściu odbiornika eliminator względnie obwód zwierający, nastrojony na częstotliwość pośrednią. Zadaniem takiego elementu jest niedopuścić do odbiornika sygnałów o częstotliwości pośredniej (stacje telegraficzne, lotnicze i t. p.); nastrajamy go po wyrównaniu wszystkich obwodów. Odbiornik nastawiamy na fale średnie, signalgenerator na **częstotliwość pośrednią** i włączamy przez antenę sztuczną. Przy pomocy ruchomego rdzenia względnie kondensatora ściskanego stroimy obwód na minimum tonu na wyjściu.

## III. POMIARY I WYRÓWNYWANIE OBWODÓW WYSOKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Aby uniknąć dodatkowej pracy przy ostatecznym strojeniu odbiorników własnej konstrukcji, staramy się wykonać cewki, względnie obwody rezonansowe możliwie jednakowe.




Rys. 3

Dlatego przed wbudowaniem wyrównuje się oddzielnie zespoły przy pomocy różnych urządzeń. Zawdzięczając temu, że układ transitronowy nie wymaga cewki reakcyjnej i do wytworzenia oscylacyj wystarczy tylko sam obwód rezonansowy, możemy w prosty sposób mierzyć samoindukcję cewek, pojemność, a zatem wyrównywać obwody. W tym celu w nasz układ (rys. 3 i rys. 1 z Nr Ra I.) wprowadzimy jeszcze jeden kontakt w przełączniku zakresów.

Kontakt ten połączymy z dodatkowym gniazdkiem telefonicznym przykręconym na zewnątrz na izolowanej płytce, względnie wyprowadzonym przez izolowany przepust.

Przeróbka taka nie sprawi specjalnych kłopotów o ile posiadamy zapasowy kontakt na przełączniku.

Jeżeli teraz pomiędzy to gniazdko a ziemią włączymy cewkę o nieznanej indukcyjności, powstanie obwód rezonansowy: cewka — kondensator obrotowy oscylatora + pojemności dodatkowe, a układ zacznie oscylować. Znając częstotliwość tych oscylacyj i pojemność obwodu możemy obliczyć indukcyjność cewki ze znanego wzoru:

$$L = \frac{1}{C \cdot (2\pi f)^2} \quad \text{— (H. F, s/c)} \quad . \quad (3)$$

W jaki sposób zmierzyć częstotliwość?

Do tego celu potrzebny jest odbiornik — w zupełności wystarczy jednoobwodówka z **reakcją**, pokrywająca zakresy od 100 kc/s do 20 Mc/s. Taki najprostszy odbiornik — może być z wymienionymi cewkami — przyda się nam do najrozmaitszych pomiarów.

Odbieramy sygnał nieznanej częstotliwości i zapamiętujemy podziałkę skali odbiornika. Następnie przełącznikiem nastawiamy na jeden z zakresów wycechowanego oscylatora i odczytujemy częstotliwość, która odpowiada podziałce odbiornika.

Pozostaje do wyznaczenia pojemność obwodu. W skład jej wchodzą: pojemność kondensatora zmiennego, pojemności wejściowe lampy i inne pojemności układu.

Choćbyśmy mieli nawet wyskalowany kondensator zmienny nie potrafimy w prosty sposób określić dodatkowych pojemności. Unikniemy tych trudności o ile wykonamy dwa pomiary, przy pomocy których wyrugujemy nieznaną pojemność początkową; (wyprowadzenie wzoru patrz niżej).

Kondensator zmienny musimy jednak wycechować. Do tego celu zaopatrzymy się w kilka kondensatorów stałych o pojemnościach około 50 pF, 100 pF, i dwa po 200 pF. (wartości mogą być inne byle dokładność ich nie była mniejsza jak 1 — 2%).

Przełącznik zakresowy oscylatora nastawiamy w pozycji włączającej gniazdko zewnętrzne. Pomiędzy gniazdko i ziemię włączamy dowolną cewkę np. ze starego odbiornika — zakres średnio-falowy — i do jej zacisków kondensator 50 pF. Kondensator zmienny oscylatora ustawiamy na pojemność minimalną. Odbiornikiem kontrolnym dostrajamy się do częstotliwości, jaką teraz wytwarza oscylator. Nie ruszając następnie odbiornika, odłączamy kondensator 50 pF i przekręcamy kondensator zmienny tak długo, aż usłyszymy gwizd w odbiorniku. W tym miejscu przyrost pojemności kondensatora od położenia początkowego wynosi 50 pF. Punkt ten oznaczamy ewentualnie zapisujemy podziałkę, tak jak przy cechowaniu zakresów oscylatora (patrz wyżej). Następnie kondensator zmienny przekręcamy z powrotem w położenie początkowe, przyłączamy kondensatorek o pojemności 100 pF i nastrajamy odbiornik. Nie ruszając odbiornika odłączamy kondensatorek stały i przekręcamy kondensator zmienny aż do odebrania sygnału w odbiorniku.

Tak więc mamy drugi punkt. W sposób identyczny cechujemy dla pojemności 150 pF (100 + 50) i t. d. aż do około 550 pF. Rysujemy na papierze milimetrowym krzywą zależności pojemności od podziałki skali i na łuku drugim oznaczamy punkty co 10 pF.

Na skali mamy więc 7 łuków — podział kątowy 0 — 180°, pojemność kondensatora zmiennego i pięć zakresów częstotliwości wycechowanych w kc/s (Mc/s).

Chcąc teraz zmierzyć nieznaną cewkę, wytwarzamy przy jej pomocy dwie różne częstotliwości (dwa położenia kondensatora) i obliczamy niżej wyprowadzonym wzorem.

Wypisujemy dwa równania na wytwarzane częstotliwości dla dwu położeń kondensatora zmiennego.

$$\frac{1}{\omega_1^2} = L \cdot (C_1 + C_0)$$

$$\frac{1}{\omega_2^2} = L \cdot (C_2 + C_0)$$

gdzie

$$\omega_1 = 2\pi f_1$$
$$\omega_2 = 2\pi f_2$$

$C_1$, $C_2$ — pojemności kondensatora (przyrosty) odczytane z wycechowanej skali

Co = suma początkowej pojemności układu

Stąd po wyrugowaniu **Co** otrzymujemy

$$L = \frac{1}{C_1 - C_2}\left(\frac{1}{\omega_1^2} - \frac{1}{\omega_2^2}\right) \quad . \quad . \quad (4)$$

Jeżeli teraz dobieramy pajemność $C_1$ $C_2$ tak **aby** $\omega_2 = 2\omega_1$ wtedy równanie nasze przyjmie postać:

$$L = \frac{3}{4_1\omega^2 (C_1 - C_2)} \quad . \quad . \quad (H, F, c/s)$$

$$\text{albo } L = \frac{19000}{f_1^2 \cdot (C_1 - C_2)} \quad (\mu H, pF, Mc/s) \quad (5)$$

Wybraliśmy dlatego $\omega_2 = 2\,\omega_1$, że pomiar wykonamy szybciej i z większą dokładnością. Mianowicie przy możliwie dużej pojemności kondensatora oscylatora ($f_1$) — nastawiamy odbiornik na drugą harmoniczną t. zn. na $f_2 = 2f_1$. Nieruszając odbiornika zmieniamy pojemność kondensatora tak długo, aż oscylator wytworzy sygnał o częstotliwości $f_2 = 2f_1$. W ten sposób dla jednego nastawienia odbiornika wykonujemy dwa pomiary.

**przykład:**

$$C_1 = 520 \text{ pF}$$
$$C_2 = 85 \text{ pF}$$
$$f_1 = 0{,}6 \text{ Mc/s}$$

$$L = \frac{19000}{0{,}6^2 \cdot (520 - 85)} = 121 \ \mu H$$

Dokładność tego pomiaru zależy od dokładności określania pojemności i częstotliwości. Gdy błąd częstotliwości i pojemności wynosi po 2%, wtedy „L" określamy z błędem około 6% (w najgorszych warunkach)

**Pomiar kondensatorów**

Pojemność kondensatorów w zakresie od 10 — 500 pF (przy większych łączymy szeregowo ze znaną pojemnością), mierzymy w ten sposób, że przyłączamy równolegle do dowolnej cewki nieznany kondensator, nastrajamy odbiornik i odczytujemy pojemność kondensatora zmiennego ($C_1$). Następnie odłączamy mierzony kondensator i kręcąc kondensatorem oscylatora usłyszymy gwizd w odbiorniku. Odczytujemy pojemność $C_2$.

Pojemność mierzona równa się różnicy obu odczytów.

$$Cx = C_2 - C_1$$

Chcąc wyrównać obwody względnie cewki przyłączamy je między gniazdko i ziemię. Dostrajamy odbiornik i zmieniamy cewkę. O ile w odbiorniku nie usłyszymy sygnału kręcimy kondensatorem oscylatora. Jeżeli sygnał usłyszymy przy zwiększonej pojemności znaczy to że cewka jest zamała i musimy dowinąć zwojów. Przy mniejszej pojemności odwijamy zwoje. Manipulacje te przeprowadzamy tak długo, dopóki nie będziemy odbierali sygnałów w tym samym położeniu kondensatora.

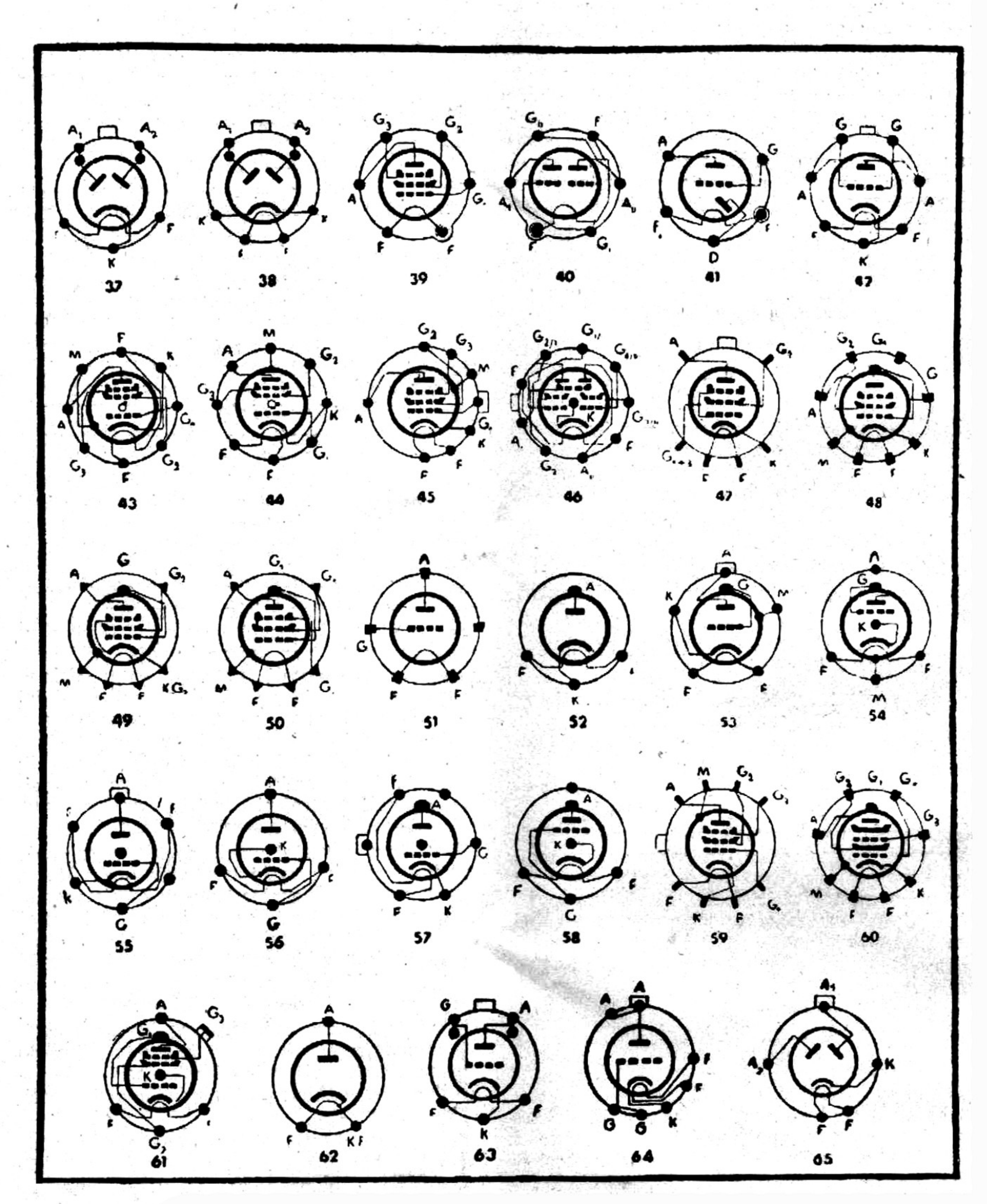
W podobny sposób wyrównujemy agregat kondensatorów. Przyłączamy równolegle do dowolnej cewki jeden z kondensatorów. Kondensator oscylatora ustawiamy na maksymalnej pojemności. Agregat przekręcamy do „zanurzenia się" pierwszego segmentu i dostrajamy odbiornik „na ciszę". Przełączamy się na drugi kondensator agregatu i przez wyginanie segmentu staramy się odebrać sygnał w tym samym miejscu. Agregat przekręcamy do drugiego segmentu i zmniejszamy pojemność kondensatora oscylatora, tak aby sygnał odebrać w tym samym miejscu. Przełączamy na drugi kondensator i powtarzamy wyrównanie. Dokładność z jaką wyrównujemy kondensatory czy cewki, jest dość duża pod założeniem, że w czasie tych pomiarów częstotliwość signalgeneratora i nastrojenie odbiornika nie zmieniają się (odbiornik w stanie oscylacyj).

Przytoczone wyżej przykłady nie wyczerpują możliwości wykorzystania oscylatora. Mając wycechowany attenuator i potencjometr regulujący wielkość sygnałów możemy zdejmować krzywą rezonansu całego odbiornika, określić w ten sposób selektywność, szerokość wstęgi, następnie dobierać odpowiednie sprzężenie w filtrach pośredniej częstotliwości i t.p.

Przy tych pomiarach musimy określić dokładnie rozstrojenie w kc/s, co jest niemożliwe do wykonania na podstawie odczytu skali. (Na zakresie — 1 Mc/s 1 kc/s stanowi odcinek — 1 mm.).

Pomiary te będą możliwe do przeprowadzenia przy pomocy **tongeneratora** (generator niskiej częstotliwości), który ukaże się w jednym z najbliższych numerów. **Inż F. M.**

# Lampy wojskowe, specjalne i komunikacyjne



W numerze bieżącym podajemy dokończenie wykazu lamp wojskowych. Przy okazji dajemy przegląd lamp specjalnych, stosowanych np. przy falach ultrakrótkich, we wzmacniaczach telewizyjnych. Poza tym dla uzupełnienia umieściliśmy dane lamp nazwanych przez nas lampy „pocztowe". Są to lampy stosowane w urządzeniach telefonicznych, telefonii nośnej i dlatego wykonane b. solidnie o dużej trwałości. Z korzyścią możemy je zastosować jako lampy zastępcze po przerobieniu cokołów. Niestety, układu połączeń cokołów dla tych lamp nie posiadamy.

Poniżej podajemy tabelkę porównawczą, określającą jakie lampy możemy nimi zastąpić:

| | |
|---|---|
| Aa | RE134, L413, L410, B406 |
| Ba<br>Bas | B409 |
| Bi | E415, E424, E438, REN1004 REN904 |
| Eb, Ed | AD1, RE604 |
| E2d | AL4 |
| C3b | AF7 |
| 328 a, b, | EF1, EF6, EF7, EF12, EF5, EF8, EF11, EF13 |
| 329 a, b, | EL$_1$, EL$_2$, EL$_3$, EL$_5$, EL$_6$, EL$_{11}$, EL$_{12}$ |
| NF2 | CF7, CL$_2$, CL$_4$ |
| Z2b | AZ1, RGN 1064, 506, AZ11 |

| Typ | Rodzaj | Zastosowanie | Cokół | Uż V | Iż A | Ua V | Us$_1$ V | Us$_2$ V | Us$_3$ V (Us$_3$+$_5$) | Ia mA | Is$_2$ mA (Is$_2$+$_5$) | S (Sc) mA/V | K V/V | Ri Ω,Meg | Ra Ω,Meg | Pw W | Pa W | Uwagi |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| LG 7 | 1+1 | 6+6 | 37 | 12,6 | 0,3 | — | Ua pik — 100V, Ia = 5mA | | | | | | — | — | — | — | — | U. k. f. |
| LG 9 | 1+1 | 6+6 | 38 | 12,6 | 0,34 | — | Ua =1500V, Ia = 20mA | | | | | | — | — | — | — | — | U. k. f. |
| LG 12 | 9+9 | 12 | 65 | 12,6 | 1,6 | — | | 2 × 1200V, 0,45A | | | | | — | — | — | — | — | — |
| LS 1 | 4 | 2,1 | 39 | 1,9 | 0.05 | 200 | — | 200 | — | — | — | 1.2 | — | — | — | 1,5 | — | K. f. |
| LS 2 | 2+2 | 10,2 | 40 | 1,9 | 0,2 | 250 | — | — | — | — | — | 2 | 16 | — | — | 2 x 2,5 | — | — |
| LS 3 | 1+2 | 2 | 41 | 1,9 | 0,1 | 200 | — | — | — | — | — | 0,8 | 25 | — | — | 1 | — | K. f. |
| LS 30 | 2 | 2,9 | 42 | 12,6 | 0,3 | 700 | — | - | — | — | — | 6 | 20 | — | — | 30 | — | U. k. f. |
| LS 50 | 4 | 2,9 | 43 | 12,6 | 0,7 | 1000 | — | 300 | — | — | — | 5 | — | — | — | 40 | — | K. f. |
| LV 1 | 4 | 1,2,9 | 44 | 12,6 | 0,21 | 800 | — | 400 | — | — | — | 0 | — | 0,2 | — | 10 | — | K. f. |
| LV 3 | 4 | 2,9 | 45 | 12,6 | 0,55 | 1000 | — | 400 | — | — | — | 15 | — | — | — | 12 | — | — |
| LV 4 | 4 | 1,2,10 | 46 | 12,6 | 0,3 | 300 | — | 300 | — | — | — | 7 | — | 0,3 | — | 3 | — | U. k. f. |
| LV 5 | 3 | 1,7R, | 47 | 12,6 | 0,22 | 220 | 30 | — | — | — | — | 3 3 | — | — | — | 1 | — | dwusiatkowa |

## Lampy specjalne

| Typ | Rodzaj | Zastosowanie | Cokół | Uż V | Iż A | Ua V | Us$_1$ V | Us$_2$ V | Us$_3$ V (Us$_3$+$_5$) | Ia mA | Is$_2$ mA (Is$_2$+$_5$) | S (Sc) mA/V | K V/V | Ri Ω,Meg | Ra Ω,Meg | Pw W | Pa W | Uwagi |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| NF 2 | 4 | 1,4 | 48 | 12,6 | 0,195 | 200 | - | 150 | - | — | — | 2,2 | 4000 | 1,8 | — | 1 | — | — |
| NF 4 | 4 | 1,4 | 49 | 12,6 | 0.195 | 200 | - | 150 | — | — | — | 2.2 | 4000 | 1,8 | — | 1,5 | — | — |
| MF 2 | 4 | 3,4 | 50 | 1,9 | 0,18 | 200 | - | 150 | — | — | — | 0,9 | 800 | 1,0 | — | 1,5 | — | — |
| MF 6 | 4 | 1,4 | 18 | 1,9 | 0,09 | 200 | - | 120 | — | — | — | 0,9 | 850 | 1,2 | — | 1 | — | K. f. |
| (FVZP 100) | 2 | 4,1,7 | 51 | 1,9 | 0,19 | 150 | — | — | — | — | — | 1,4 | 15 | 11000 | — | 1 | — | — |
| MC 1 | 1 | 6 | 52 | 1,9 | 0,32 | — | Ua pik — 100V Ia=0,1mA | | | | | | — | — | — | — | — | K. f. |
| SA 100 | 1 | 6 | 52 | 1,9 | 0,32 | — | Ua pik — 2000V Ia=0,1n A | | | | | | — | — | — | — | — | U. k. f. |
| SA 101 | 1 | 6 | 52 | 1,9 | 0,35 | — | Ua pik — 100V Ia=0,1mA | | | | | | — | — | — | — | — | U. k. f. |
| SA 102 | 2 | 1,4,7,2 | 5 | 1,9 | 0,5 | 150 | — | — | — | — | — | 3,4 | 14,3 | 4700 | — | 2 | — | U. k. f. |
| SF 1 A | 4 | 1,4,7 | 1 | 1,9 | 0,5 | 220 | — | 140 | — | — | — | 1,5 | 2000 | 1.5 | — | 1 | — | K. f. |
| AC 100 | 2 | 7R | 53 | 4 | 0 65 | 250 | — | — | — | — | — | 2,7 | 30 | 10500 | — | 2 | — | — |
| AC 101 | 2 | 7R | 54 | 4 | 0,65 | 250 | — | — | — | — | — | 2,7 | 30 | 10500 | — | 2 | — | — |
| AD 100 | 2 | 9 | 55 | 4 | 1,6 | 300 | — | — | — | - | — | 4,5 | 6,5 | 1400 | — | 12 | — | — |
| AD 101 | 2 | 9 | 56 | 4 | 1,6 | 300 | — | — | — | — | — | 4,5 | 6,5 | 1400 | — | 12 | — | — |
| AD 102 | 2 | 9 | 57 | 4 | 1,6 | 400 | — | — | — | — | — | 5,8 | 5 | 860 | — | 25 | — | — |
| RV 210 | 2 | 9 | 58 | 4 | 1,6 | 400 | — | — | — | — | — | 5,8 | 5 | 860 | — | 25 | — | — |
| AF 100 | 4 | 1,7R | 59 | 4 | 0.7 | 250 | — | 250 | — | — | — | 10,5 | 3000 | 0,3 | — | 4 | — | — |
| AH 100 | 5 | 1,3S | 60 | 4 | 1,1 | 250 | — | 150 | — | — | — | 1.5 | — | 0,25 | — | 2 | — | — |
| RV 209 | 4 | 1 | 61 | 4 | 1,0 | 250 | — | 150 | — | — | — | 8 | 3700 | 0,45 | — | 7 | — | — |
| SA 1 | 1 | 6 | 62 | 4 | 0,21 | — | — | Ua pik — 30V Ia — 0,2mA | | | | | | — | — | — | — | K. f. |

## Lampy „pocztowe" (komunikacyjne)

| Typ | Rodzaj | Zastosowanie | Cokół | Uż V | Iż A | Ua V | Us$_1$ V | Us$_2$ V | Us$_3$ V (Us$_3$+$_5$) | Ia mA | Is$_2$ mA (Is$_2$+$_5$) | S (Sc) mA/V | K V/V | Ri Ω,Meg | Ra Ω,Meg | Pw W | Pa W | Uwagi |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A a | 2 | 7 | — | 3,8 | 0,5 | 220 | — 2 | — | — | 2 | — | 1 | 33 | 30000 | 30000 | 1.5 | 0,02 | |
| Ba, BaS | 2 | 7 | — | 3,45 | 0,5 | 220 | — 6 | — | — | 3 | — | 0,67 | 16 | 25000 | 25000 | 1,5 | 0,05 | |
| Bi | 2 | 7 | — | 4 | 1,1 | 220 | — 3 | — | — | 10 | — | 2,65 | 30 | 11000 | — | 4 | — | |
| Eb | 2 | 9 | — | 4 | 1,5 | 250 | —50 | — | — | 85 | — | — | — | — | — | — | — | |
| Ed | 2 | 9 | — | 4 | 1 | 250 | —45 | — | — | 60 | — | 6 | 4 | — | 200 | 20 | 4,5 | |
| 328 a, b, | 4 | 1 | — | 7,5 | 0,4 | 135 | — 3 | 135 | — | 5,65 | 2 | 1,9 | 1250 | 0,65 | — | 0,75 | 0.3 | |
| 329 a, b, | 4 | 9 | — | 7,5 | 0,865 | 135 | —15 | 125 | — | 37,5 | 7 | 3,3 | — | 3000 | — | 5 | 0,05 | |
| Z 2b | 9+9 | 12 | — | 4 | 1.6 | Ua = 2 × 400V Ia = 100mA | | | | | | | — | — | — | — | — | |
| Ca | 2 | 7 | — | 3,65 | 1,1 | 220 | —12 | — | — | 20 | — | 1,65 | 7 | 4100 | 4000 | 5 | 0,2 | |
| Ce | 2 | 7 | — | 3,8 | 0,5 | 220 | —12 | — | — | 18 | — | — | — | — | — | — | — | |
| C 3b | 4 | 1 | — | 4 | 1,1 | 250 | —2 | 150 | — | 8 | 4,5 | 3.5 | 2500 | 0,7 | — | 2 | 0,4 | |
| E 2c | 4 | 9 | — | 18 | 0,33 | 220 | —3.5 | 200 | — | 42 | 7,0 | 10,5 | 500 | 4000 | — | 10 | 3,5 | |
| E 2d | 4 | 9 | — | 4 | 1,5 | 250 | —7 | 250 | — | 33 | 6 | 8,25 | 330 | 6000 | — | 10 | 4 | |

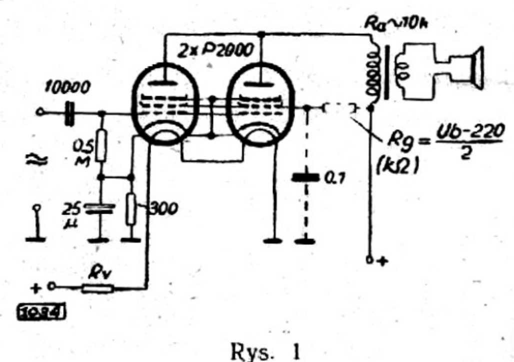
# Rozmaitości

## ZASTOSOWANIE LAMPY RV 12 P 2000 (CF 2000)

Ponieważ coraz bardziej odczuwa się brak lamp katodowych, a fabryka krajowa nie prędko będzie produkowała odpowiednie typy, wykorzystać należy wszystkie lampy pochodzące z wojennych urządzeń wojskowych. Najbardziej rozpowszechnione są lampy RV 12 P 2000; mogą one zastąpić szereg typów trudno dzisiaj dostępnych. Korzystając z austr. miesięcznika „Radiotechnik" 2/3 46, podajemy Czytelnikom przykłady zastosowania tej lampy.

### LAMPA KOŃCOWA

Dwie lampy równoległe połączone według rys. 1 dają moc wyjściową około 1,2 W przy zniekształceniach do 10%. Optymalny opór anodowy wynosi około 1000 Ω. Stosowanie głośników o oporze 7000 Ω specjalnie na jakość nie wpłynie.



Rys. 1

### LAMPA PROSTOWNICZA

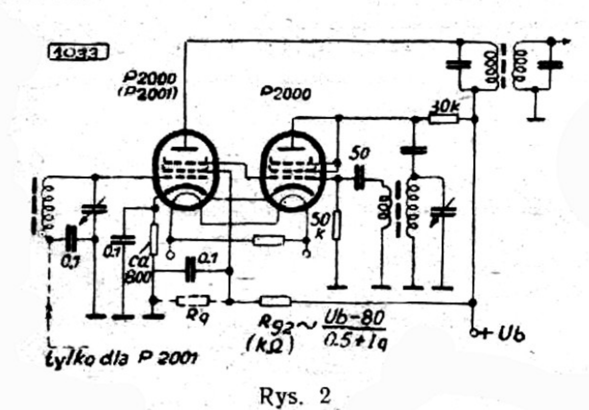
Należy stosować takie układy, by pomiędzy włóknem a katodą nie występowało zbyt duże napięcie (maksimum 100 V). Prąd pobierany nie powinien przekraczać 20 mA — w tych warunkach lampa będzie pracowała około 800 godzin.

**Lampa głośnikowa we wzmacniaczu przeciwobwodowym.** W takich wypadkach uzyskujemy moc wyjściową rzędu 2,7 W. W kl. AB — prąd początkowy wynosi **2×5mA.**

### ZAMIANA LAMP SERII U

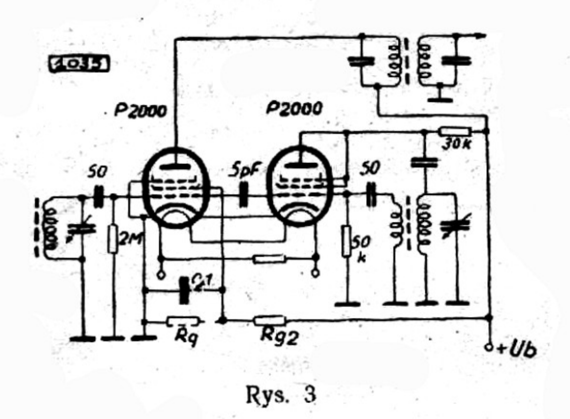
Rys 2 przedstawia nam w jaki sposób możemy zastąpić lampę UCH 11. Jedna P 2000 pracuje jako trioda w układzie oscylatora, druga (lepiej zastosować selektodę P 2001) jako mieszacz, przy czym oddziaływujemy na siatkę chwytną. Mamy tu układ podobny jak przy zastosowaniu triody-heksody, z tą jedną różnicą, że brakuje drugiej siatki ekranującej.

Na skutek tego opór wewnętrzny lampy jest mały (około 50 kΩ) co wpływa niekorzystnie na tłumienie pierwszego filtru pośredniej częstotliwości.

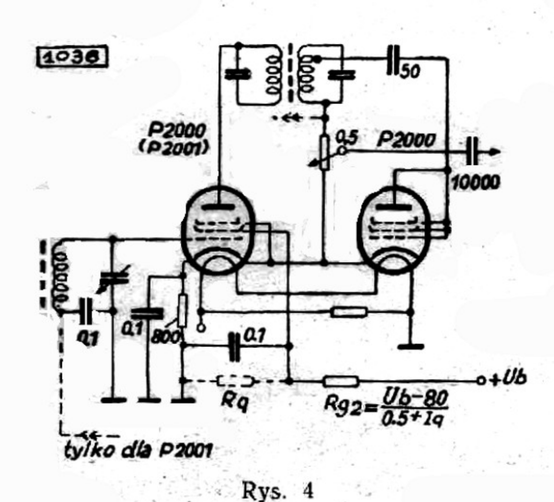


Rys. 2

Dla uniknięcia zbyt dużego tłumienia możemy zastosować układ z mieszaniem sumującym



Rys. 3



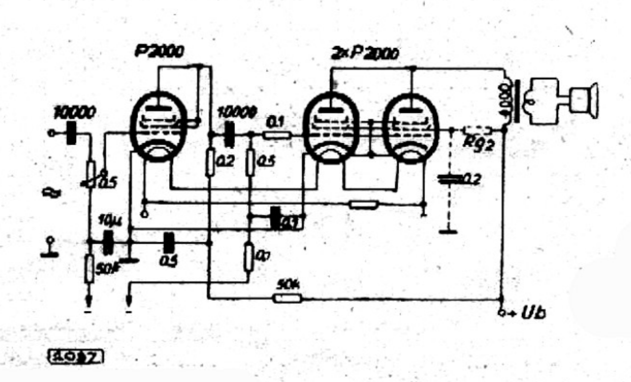
Rys. 4

wg rys 3. Zalety tego układu: mały opór szumów (ok. 5000Ω) duży opór wewnętrzny — 500.000 Ω, i potrzebne niskie napięcie oscylatora. Wadą tego sposobu jest niemożliwość stosowania

automatycznej regulacji siły, oraz sprzężenie między obwodem oscylatora z antenowym i ew promieniowanie w antenę.

Rys 4 przedstawia układ zastępczy lampy UBF 11. Jedna z lamp (zwarte siatki z anodą) służy jako dioda, druga jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości.

**Rys.** 5 przedstawia sposób zamiany lampy UCL 11. Lampa pierwsza pracuje jako trioda



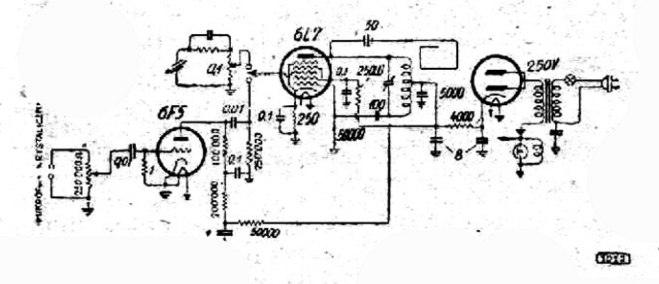

Rys. 5

(może również pracować jako pentoda — w tym wypadku dochodzi dodatkowo filtr RC-0,8 M g 2 µ F (w obwód siatki osłonnej) zaś dwie dalsze równolegle jako pentoda głośnikowa. W ten sposób możemy dobrać lampy do odbiornika uniwersalnego. W zastępstwie lampy prostowniczej, możemy zastosować suchy prostownik.

W najnowszych odbiornikach niemieckich spotyka się właśnie takie kombinowane lampy, przypuszczam, że wielu Czytelników skorzysta z powyższych wskazówek. (Według RT 2/3-46).

## ODTWARZANIE PŁYT GRAMOFONOWYCH NA ODLEGŁOŚĆ

Niejednokrotnie trudno jest prowadzić długie przewody od adaptera do wzmacniacza (odbiornika). Często wygodniej jest odtwarzać muzykę z płyt gramofonowych przy odległości adapter—odbiornik wynoszącej do kilkunastu metrów. W czasopiśmie „Radio Craft" z 1944 znajdujemy pomysłowy opis takiego sposobu. (Rys. 6).




Rys. 6

Głównym członem jest tu mały nadajnik na lampie 6L7 (może być dowolna lampa mieszająca 6A8, EK2 itp.).**)

Taki mały oscylator z anteną w postaci kawałka drutu, oscyluje z wystarczającą siłą w promieniu kilkudziesięciu metrów.

Oddziaływując napięciem niskiej częstotliwości z adaptera względnie mikrofonu modulujemy nasz nadajnik. Całe urządzenie wmontować możemy w skrzynkę zawierającą adapter z napędem i uruchomić w miejscu odległym od odbiornika.

Aparat nastrajamy na falę naszego nadajnika i odbieramy jak normalną stację. Fale nadajnika obieramy w zakresie 550 — 700 kc/s.

**) Przy czym oscylacje odbywają się w obwodzie: siatka i anoda główna, zaś modulacja w obwodzie siatki pierwszej.

## JESZCZE O ROZWOJU RADIOFONII W ZSRR.

Przemysł sowiecki wyprodukuje w 1946 — 1950 r. 3.000.000 radioodbiorników. (w 1946 r. — 354.000, w 1950 r. — 925.000)

Produkcja odbiorników telewizyjnych w fabrykach w Moskwie, Leningradzie i Kijowie będzie w 1950 r. doprowadzona do 85,000 rocznie.

Produkcja głośników (tylko dla abonentów radiowęzłów) w okresie 1946 — 1950 r. wyniesie 9.000.000 (w 1950 r. 2.200.000)

Na początku 1946 r. w ZSRR pracowało 8250 radiowęzłów. W 1950 r. będzie ich 10.550 (przyrost 2.300)

Pod koniec 1946 r. moskiewska radiowa sieć przewodowa liczyła przeszło 800.000 głośników, leningradzka zaś przeszło 350.000.

## ERRATA

W numerze 9 do artykułu „Rozwój radiofonii i przemysłu radiotechnicznego w ZSRR" wkradł się szereg błędów drukarskich.

Na stronicy 6, szpalta pierwsza, wiersz 16 od góry ma być: **Symferopolu.** Na stronicy 6, szpalta pierwsza, wiersz 21 od góry ma być: **rozbieralnych, metalowych.** Na stronicy 6, szpalta druga, wiersz 21 od dołu ma być: **Dla polepszenia.** Na stronicy 6, szpalta druga, wiersz 8 od dołu ma być: **ułożonym.** Na stronicy 7, szpalta pierwsza, wiersz 5 od góry ma być: **Zadania.** Na stronicy 7, szpalta pierwsza, wiersz 23 i 24 od góry ma być: **stacyj, że, jeśli w 1940 r. w czasie operacyj na przesmyku karelskim.** Na stronicy 7, szpalta pierwsza, wierz 32 od góry ma być: **jednostek wojskowych.** Na stronicy 7, szpalta pierwsza, wiersz 21 i 20 od dołu ma być: **utrzymanie w eksploatacji.** Na stronicy 7, szpalta pierwsza, wiersz 17 i 16 od dołu ma być: **dla zniszczonych.** Na stronicy 7, szpalta druga, wiersz 23 i 22 od dołu ma być: **przeprowadzonej.** Na stronicy 7, szpalta druga, wiersz 21 i 20 od dołu ma być: **naukowo-badawcze instytuty: Elektropróżniowy oraz Części radiowych.**

# Kącik krótkofalowca

W poprzednim „Kąciku" omówiliśmy ogólnie przydział częstotliwości dla pracy krótkofalowców. Obecnie wyjaśnimy różnice zachodzące pomiędzy poszczególnymi pasami i podamy wskazówki odbioru krótkofalowego.

**Rozchodzenie się fal elektromagnetycznych**

Nie biorąc pod uwagę anten specjalnych, możemy powiedzieć, że antena nadawcza promieniuje energię we wszystkich kierunkach; jednak w tym promieniowaniu rozróżnić można dwie zasadnicze fale: falę przyziemną rozprzestrzeniająca się wzdłuż powierzchni ziemi oraz t. zw. falę przestrzenną wypromieniowaną pod kątem do horyzontu.

Fala przyziemna na skutek strat w ziemi jest tłumiona. Tłumienie jest tym większe im wyższa częstotliwość. Powyżej częstotliwości 3,5 Mc/s praktycznie promieniowanie przyziemne wykorzystać można tylko na małych odległościach.

Tak więc na przykład nadajnik o mocy 100 KW na fali 30 m (10 Mc/s) w odległości 100 km wytwarza natężenie pola zaledwie 10μV

**Fala przestrzenna** wypromieniowana pod kątem byłaby dla nas stracona, gdyby nie istnienie jonosfery zwanej inaczej warstwą Kennelly Heaviside'a. Mianowicie na wysokości od 120—400 km nad ziemią na skutek promieniowań ultrafioletowego, kosmicznego, korpuskularnego i innych, rozrzedzone powietrze — zasadniczo izolator — jest zjonizowane, to znaczy składa się z naelektryzowanych molekuł, jonów. Rozróżnia się 3 warstwy t. zw. E na wysokość 120 km oraz $F_1$ i $F_2$ na wysokość do 400 km. Zwłaszcza te ostatnie mają decydujący wpływ na rozchodzenie się fal krótkich.

Fale elektromagnetyczne stopniowo się załamują w warstwie jonosfery i wracają na ziemię, a zatem odbijają się. Stopień odbicia się fal zależy od koncentracji warstwy zjonizowanej (ilość jonów na jednostkę objętości) i od częstotliwości.

Im czynniki jonizujące będą silniejsze tym większa będzie koncentracja. Fale elektromagnetyczne **słabo tłumione** po odbiciu od jonosfery wracają na ziemię i odbierane są z dużą siłą; na tym polega duży zasięg fal krótkich przy stosunkowo małych mocach.

Nie dla wszystkich częstotliwości i kątów promieniowania następuje odbicie od jonosfery. Mianowicie powyżej t.zw. częstotliwości krytycznej, fala przestrzenna nie odbija się i idzie w świat.

Jak widzimy zatem, na falach krótkich istnieje pewna strefa rozciągająca się na odległości od kilkudziesięciu do kilkuset kilometrów, w której fala przyziemna jest zupełnie absorbowana, a fala przestrzenna jeszcze nie dochodzi. Jest to tak zwana **martwa strefa;** w tej strefie nawet najlepszy odbiornik nic nie pomoże.

Z powyższego opisu widać jak bardzo ważnym problemem jest właściwy dobór odpowiedniej fali. Dobra fala w zależności od pory roku i dnia, odróżnia doświadczonego amatora, od przypadkowego niefachowca..

Dla amatorów — krótkofalowców stoi do dyspozycji zasadniczo 5 pasów 80, 40, 20, 10,5 m. Pasy 160 i 2,5 m wprowadzone ostatnio w Ameryce są u nas na razie nie stosowane. Obecnie omówimy właściwości poszczególnych pasów.

**Pas 80 m.** W ciągu dnia dobry jest dla bliskich połączeń, a w nocy umożliwia dobrą łączność z całą Europą.

Większymi mocami, szczególnie nocą w zimie, osiągnąć można Amerykę. Pas ten charakteryzuje się dużą stabilnością i dlatego najbardziej jest przydatny dla połączeń fonicznych.

**Pas 40 m** jest bardzo dobry w zimie i w lecie dla połączeń europejskich. W nocy zimowej jest bardzo dobrym pasem DX-owym ponieważ fale pasu 20 m w tej porze nie wracają na ziemię i trudno jest przy ich pomocy uzyskać pewne połączenie.

**Pas 20 m** jest właściwym pasem dla pokrycia dużych odległości. W lecie w ciągu dnia jest b. dobry dla połączeń europejskich od 1000 — 3000 km. Zasięg zwiększa się w czasie do dwu godzin po zachodzie słońca aż do stacyj zaoceanicznych. W godzinach rannych szczególnie na wiosnę i jesienią osiąga się największe odległości jak Australia, Nowa Zelandia. W zimie używać można tych fal tylko do wczesnych godzin wieczornych.

Specjalny rozdział stanowi **pas 10 m**

Do roku 1936 był stosunkowo mało używany. W roku 1938 osiągnięto już połączenia z wszystkimi kontynentami a nawet b. trudno osiągalne stany Teksas, Arkansas.

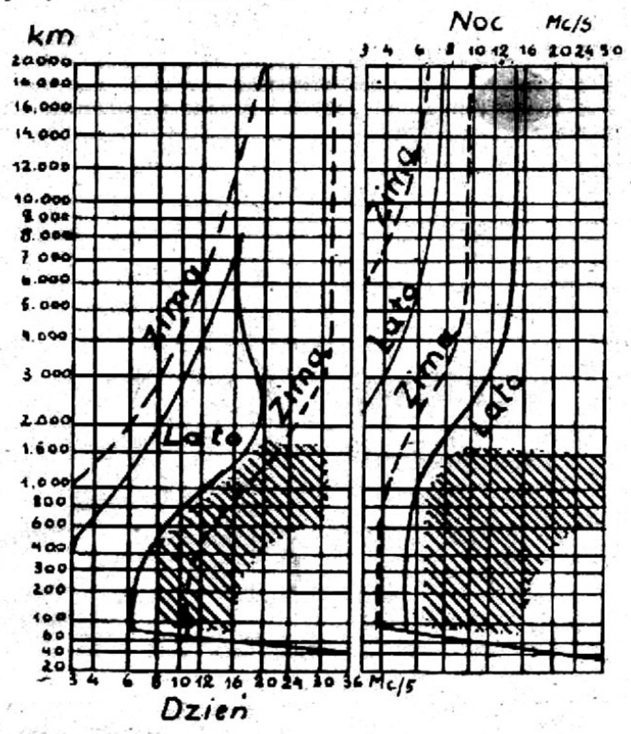
W tym roku nawet na **pasie 5 m. uzyskiwano** dalekie połączenia. Wyjaśnia się to wzmożoną działalnością plam słonecznych (maksimum w r. 1938), które wyrzucają olbrzymie ilości elektronów, intensywnie jonizujących warstwę Heavisidea'a.

Dzięki temu powstała silna koncentracja jonów, zdolna odbić fale o tak wysokiej częstotliwości.

Obecnie znowu zbliżamy się do maksimum plam słonecznych (już teraz notują obserwatoria wyjątkowe ilości) i amatorzy będą mieli okazję do zrobienia interesujących spostrzeżeń.

Dla zilustrowania podajemy wykres zaczerpnięty z czasopisma czechosłowackiego **Radioamatér 7/8 1945 r.**

Wykres podaje na jakiej odległości możliwe jest połączenie w zależności od częstotliwości pory roku i dnia.




Tak np. na częstotliwości 14 Mc/s (pas 20 m) możemy pracować w zimie i w lecie do około 60 km (fala przyziemna) oraz w lecie od 1200 do 4000 — 5000 km; w zimie od 600 — 8000 km. Pomiędzy 60 — 1200 km istnieje martwa strefa. Powierzchnia zakreskowana leżąca w martwiej strefie, oznacza **nienormalny** obszar dobrego odbioru jaki ma czasem miejsce w lecie, szczególnie w miesiącach kwietniu i sierpniu.

Wykres ten jest orientacyjny z odchyleniem $\pm$ 20%. Rozchodzenie się fal zależy od takich czynników jak jonizacja, która w latach wzmożonej działalności plam słonecznych jest wyjątkowo duża. Ponieważ w tej chwili sytuacja jest podobna do panującej w r. 1938 (okres 11 letni plam słonecznych) wykres jest dość przybliżony. Przy wykonaniu wykresu, wzięto pod uwagę szereg pomiarów. Moc nadajnika wynosiła 1 KW, odbiornik komunikacyjny, wysokiej klasy, dający zadowalający odbiór przy czułości 3 — 10 $\mu$V/m w lecie i 1 — 3 $\mu$V/m w zimie.

Przy mocach niższych natężenie będzie zmniejszało się proporcjonalnie do pierwiastka ze stosunku mocy; tak więc dla mocy 50 W natężenie pola zmniejszy się $\sqrt{\frac{1000}{50}} = \sim 4,4$.

Krzywa podaje warunki rozchodzenia się dla stacyj położonych w średnich szerokościach geograficznych — Waszyngton — Praga, gdy oba punkty znajdują się w tych samych warunkach świetlnych (dzień, noc).

---

# Odpowiedzi Redakcji

W związku z licznie napływającymi listami Redakcja zwraca uwagę, że kupon na odpowiedź upoważnia do zadania tylko jednego pytania. Każde dodatkowe pytanie należy opłacić kwotą zł. 25.

**Bielak, Białystok.** — Sądzę, że posiadany przez Pana korpus jest oprawą, wewnątrz której znajdzie Pan płytkę kryształu kwarcu, dającego rezonans przy określonej częstotliwości. Na korpusie zauważył Pan napis $\lambda = 155566$, przypuszczam, że albo wielkość ta jest źle odczytana, albo jest przecinek między cyframi, którego Pan nie spostrzegł. Znając $\lambda$ można obliczyć częstotliwość kwarcu z zależności: $f = \frac{300000}{\lambda \text{ w metr.}}$.

Oglądając płytkę należy zwrócić uwagę, czy nie jest ona zarysowana, lub co gorsza pęknięta, w tym wypadku bowiem nie nadaje się ona do pracy. W odbiornikach używa się kwarc najczęściej w obwodach pośredniej częstotliwości.

Odbiornik na lampach RV12P2000 opisany jest w nr. 4 (75) tygodnika „Radio i Świat". Tam też znajdzie Pan schemat i dane lamp.

Można wykonać go jako aparat samochodowy.

Wibratory posiadają różny kształt, na ogół jednak do zasilania odbiorników wyglądają jak małe prądniczki tworzące całość z aparatem, lub też z obudowy zewnętrznej podobne są do zespołu cewek z kubkiem ekranującym.

Do stworzenia kompletu z posiadanych lamp należy dołączyć lampę mieszającą 6A8 i ewentualnie lampę prostowniczą np. 5Z4 lub prostownik stykowy.

**Burakowski J., Włochy.** — Opór, bocznikujący dwumiliamperowy wskaźnik w przyrządzie do regenerowania lamp można obliczyć, znając całkowity prąd, płynący w obwodzie oraz opór wewnętrzny wskaźnika „Ra". Jeśli więc przyjmiemy dla przykładu, że całkowity prąd wynosi przeciętnie 30 mA, wówczas przez bocznik ma płynąć 28 mA. Ze stosunku $\frac{Ra}{Rx} = \frac{28}{2}$ znajdziemy $Rx = \frac{Ra}{14}$

Przyrząd posiadający trzy odgałęzienia posiada albo wbudowany bocznik, albo jedno z odgałęzień połączone jest z korpusem i służy do załączania uziemienia.

Dane, dotyczące wychylenia przyrządu w wypadku badania różnych lamp uzyskuje się przez porównanie z wychyleniem dla lampy dobrej.

Skład cieczy elektrolitycznej w kondensatorach nie jest dokładnie znany, ponieważ fabryki, produkujące takie kondensatory utrzymywały tego rodzaju dane w tajemnicy.

**Weryński Adam, Mielec.** — Martwe strefy dla fal krótkich obejmują obszar, do którego nie dociera już fala przyziemna, natomiast fala odbita, padająca pod tym większym kątem, im jest ona krótsza, pozwala na odbiór dopiero od miejsca, odpowiadającego najmniejszemu z tych kątów.

**Raczewski Stanisław, Markowice.** — Aby przystosować super bateryjny do zasilania go z sieci prądu zmiennego, należy poza dobudową zasilacza wymienić lampy na komplet żarzony pośrednio, odpowiadający istniejącemu w aparacie.

**Sobociński Stefan, Warszawa.** — Lampy w aparacie pracują pod odpowiednim napięciem tylko wtedy, jeżeli przede wszystkim zasilacz pracuje prawidłowo. W każdym razie lampa głośnikowa powinna otrzymywać nie mniej niż 200 V. napięcia anodowego. Lampy REN 904 nie można zastąpić lampą RES164, jednakże jako lampa głośnikowa nadaje się przede wszystkim RES164.

**Poncellusz Kazimierz, Parysów.** — W interesującym Pana aparacie należy zastosować jako obwód pierwszy cewki takie, jak w zwykłej jednoobwodówce. Drugi obwód składa się z jednej cewki odpowiadającej cewce „$S_3$". Transformator ma mieć przekładnię nie większą, jak 1 : 3 typu międzylampowego. Kondensatory obrotowe można rozdzielić. Jednakże utrudni to manipulację w czasie strojenia odbiornika. Zamiast słuchawek można zastosować mały głośnik np. typu magnetycznego.

**Lorenz Ignacy, Sobótka k. Wrocławia.** — Stopniowy spadek napięcia w sieci powoduje w pierwszym rzędzie zanik audycji na zakresie fal krótkich, następnie przy dużym spadku na pozostałych zakresach. Podobne zjawisko w kierunku odwrotnym mogłoby mieć miejsce tylko w wypadku istnienia jeszcze innych dodatkowych przyczyn, które można wykryć przez szczegółowe zbadanie aparatu.

**Ziaja Michał, Tarnów.** — Jako lampę audionową najlepiej użyć ze starszych typów triodę REN904. Nie wymaga ona zbyt dużego napięcia anodowego — niejednokrotnie wystarczy do zupełnie zadowalającej pracy 60 woltów.

Oprócz kondensatora zmiennego w przewodzie antenowym należałoby zastosować także zmienny kondensator strojeniowy, umieszczony równolegle do cewki. Dla polepszenia odbioru można także zastosować sprzężenie zwrotne czyli tak zwaną reakcję.

**Chmurski Julian, Wojnicz.** — Wartości oporów kondensatorów i dławików do nowoczesnego supera na lampach amerykańskich znajdzie Pan np. w numerze 3 miesięcznika na stronie 5 lub też w nr. 4—5 na str. 31 w przeglądzie schematów. Ponadto w nr. 1 podany został schemat nowoczesnego 3 lampowego supera angielskiego. Obszerniejsze dane, dotyczące cewek na rdzeniach ferromagnetycznych podamy na innym miejscu.

Sposoby obliczania transformatorów i dławików niskiej częstotliwości były już przez nas omawiane (np. nomogram nr. 2).

**Kapkowski J., Grodzisk Mazowiecki.** — Schemat wzmacniacza z detektorem jest prawidłowy.

Układ połączeń lampy RV12P2000 z cokołem podaliśmy w nr 4 (76) tygodnika „Radio i Świat".

Wymiary opisanego mostka pojemnościowego można zmniejszyć, jednakże tylko do takich granic, aby nie wystąpiły szkodliwe pojemności zarówno między przewodami, jak i poszczególnymi elementami przyrządu.

# KUPON Nr 10

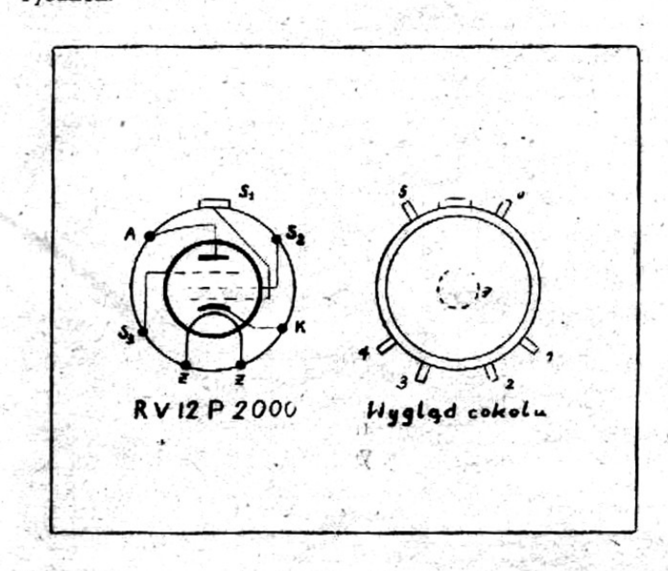
**na odpowiedź w „Radio"**

**Nazwisko** ...............................................

**Adres** ......................................................

.................................................................

**Lewandowski, Jelenia Góra.** — Do żarzenia lampy RV12P2000 bezpośrednio z sieci prądu stałego o napięciu 220 woltów należy włączyć szeregowo opór około 3000 Ω na obciążenie nie mniejsze niż 15 watów. Dla dwóch takich lamp, pracujących w szereg, wystarczy opór 2800 Ω. Lampa ta jest pentodą wysokiej częstotliwości o bardzo szerokich możliwościach, jeśli idzie o jej zastosowanie — może ona pracować prawie że w każdym członie aparatu. Układ połączeń z cokołem przedstawia rysunek.




**Budzyński Stanisław, Wąwolnica.** — Lampa RV2P800 jest dwuwoltową pentodą pośrednio żarzoną, która może być zastosowana zarówno w stopniach wysokiej i niskiej częstotliwości.

Posiada ona następujące dane: żarzenie: $U_ż$ = 1,9 v.; $I_ż$ = 0,18 A; anoda $U_a$ = 200 v.; $I_a$ = 5 — 15 mA; $U_{S_2}$ = 150 V., $R_w$ = 1 MΩ

**Rozwarski K., Żnin.** — Pomysł, dotyczący zastosowania w zasilaczu triody zamiast lampy prostowniczej, której siatka byłaby sterowana napięciem zmiennym w istocie swojej przeczy zasadniczemu zadaniu prostownika; ma on bowiem dostarczać odbiornikowi możliwie stałe napięcie, gdy tymczasem sterowanie lampy prostowniczej wpływałoby na zmiany tego napięcia co jest oczywiście najmniej pożądane. Założenie jest więc błędne.

Brak odbioru na krańcach skali może być skutkiem najróżniejszych przyczyn. Najprawdopodobniej wchodzi tu w grę niedokładne zestrojenie obwodów odbiornika.

**Dorywalski, Płock.** — Zamiast lampy AF7 można zastosować lampę 6K7, wymaga ona jednak 6,3 wolta napięcia żarzenia.

Lampy TIPCG — 2 nie znamy.

**Stępień Zygmunt, Łódź.** — Kryształ kwarcu, dający rezonans dla częstotliwości 776 Kc/s, może mieć zastosowanie tylko tam, gdzie chodzi np. o przeprowadzenie pewnych szczególnych badań przy tej częstotliwości. Na ogół można traktować kryształ jako stabilizator częstotliwości, używany niekiedy w wysokiej klasy odbiornikach we filtrze pośredniej częstotliwości, w niektórych aparatach pomiarowych (np. falomierze) oraz w urządzeniach stacji nadawczych.

Danych lampy CO 244 nie posiadamy.

**Rakowski Zbigniew, Krępa.** — Do odbiornika „Nora" typ S 4 W należy zastosować następujące lampy (według nomenklatury Philipsa): E 442, E 442, E 438, B 409, D 404, 1531 lub odpowiednie innych firm.

**Jawłoński Władysław.** — Strojenie supera na słuch należy rozpoczynać od ostatniego stopnia pośredniej częstotliwości, po którym następuje już detekcja. Praktycznie najlepiej jest rozpocząć strojenie na zakresie średniofalowym ze względu na dużą ilość stacji, co daje możność łatwej kontroli dostrojenia. Filtry pośrednie należy

o ile możności stroić samymi trimerami na maksimum wychylenia woltomierza prądu zmiennego, załączonego równolegle z głośnikiem.

W schemacie nr 12 miesięcznika nr 4 — 5 cyfry 2—12, 2—20 oznaczają skrajne pojemności kondensatorów zmiennych (np. trimerów). ARS jest skrótem, oznaczającym automatyczną regulację siły odbioru. Odpowiednie punkty są ze sobą połączone.

**Wojewnik Lech, Pabianice.** — Schemat łatwej do zbudowania dwójki jednoobwodowej znajdzie Pan w nr 1 miesięcznika (schemat nr 1).

**Ardatiew Jan, Wilków k/Grójca.** — Czwarta nóżka w lampie RV2P800 oznaczona przez Pana literą X jest wolna, ponieważ lampa ta jest bezpośrednio żarzoną pentodą. Inne lampy tego typu (pośrednio żarzone) posiadają w tym miejscu wyprowadzoną katodę.

**Prejs Wacław, Sierpc.** — Ponieważ zwraca się Pan do nas w formie żądania, aby odpowiedź nosiła charakter artykułu, przeto nie możemy umieścić jej w rubryce odpowiedzi. Natomiast na temat „Jak dobudować zakres krótkofalowy" umieściliśmy artykuł w nr nr 6 (78) i 7 (70) w tygodniku „Radio i Świat".

# Nomogram Nr 9

## Indukcyjność cewki ekranowanej

Przy ekranowaniu i umieszczeniu cewki w kubku metalowym (aluminium, miedź) indukcyjność jej ulega zmniejszeniu.

Przyczyną tego jest sprzężenie indukcyjne pomiędzy zwojami cewki a „krótkozwartymi zwojami" jakie przedstawia kubek ekranu.

Obliczenie teoretyczne tego wpływu jest bardzo żmudne i w praktyce stosuje się wzór empiryczny W. Haymann'a (Wireless Engineer 4. 1934), dla cewek jednowarstwowych.

$$Le = Lo \left(\frac{D^3 - d^3}{D^3}\right)$$

gdzie Le — indukcyjność cewki w ekranie
Lo — indukcyjność cewki bez ekranu
D — średnica kubka ekranującego
d — średnica cewki.

Na podstawie tego wzoru opracowany został nomogram (Ginkin, Moskwa 1941) Wartości dla D i d — w centymetrach, dla Lo, Le dowolne byle tego samego rzędu (μH, cm, mH).

Posługiwanie się nomogramem jest następujące. Łączymy linią prostą wartości dla D i d i na przecięciu ze skalą środkową odczytujemy stosunek $\frac{Le}{Lo}$ w procentach.

Wypadkową indukcyjność obliczamy wzorem

$$Le = \frac{Lo\left(\frac{Le}{Lo}\right)}{100}$$

za $\left(\frac{Le}{Lo}\right)$ wstawiamy wartość odczytaną na skali.

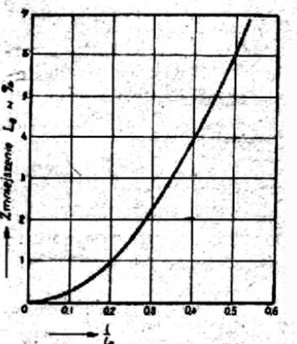
**Przykład:** / Jednowarstwowa cewka o średnicy 5 cm i długości nawinięcia 5 cm posiada indukcyjność 200μ H.

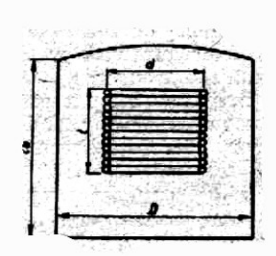
Obliczyć indukcyjność wypadkową po umieszczeniu jej w kubku ekranującym o średnicy 9 cm i długości 11 cm.

Z nomogramu odczytujemy $\left(\frac{Le}{Lo}\right) = 83\%$

$$\text{zatem } Le = \frac{Lo\left(\frac{Le}{Lo}\right)}{100} = \frac{200 \cdot 83}{100} = 166\ \mu H$$

Wzór powyższy nie uwzględnia wpływu dna kubka. Wpływ ten jest mały, jednak gdy długość nawinięcia zbliża się do połowy długości kubka należy go uwzględnić. Wykres i szkic na





Rys 1a, b

rys. 1a, b, ujmuje tę zależność.

W naszym wypadku:

$$\frac{l}{le} = \frac{5}{11} = 0{,}45$$

z wykresu odczytujemy 5%.

Zatym ostateczna wartość indukcyjności wynosi:

$$Le_1 = 166 . 0{,}95 = 158\ \mu H$$

Redaguje Komitet

Wydawca: Biuro Wydawnictw P. R.

Adres Redakcji i Administracji: Marszałkowska 56.

**Warunki prenumeraty:** Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł. 360. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat". Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio". Cena pojedyńczego egzemplarza zł. 60.—

**Ceny ogłoszeń:** na okładce 1 kol. — 8.000 zł., 1/2 kol. — 5.000 zł., 1/4 kol. — 3.000 zł., 1/8 kol. — 2.000 zł., w tekście zł. 50 za 1 mm szer. 1 szpalty.

B-20398

# R A D I O

## miesięcznik dla techników i amatorów

## ROK I — 1946

### SPIS RZECZY

Uwaga: liczby podane przy artykule oznaczają numer kolejny miesięcznika i stronę.


#### I. ARTYKUŁY OGÓLNE I WIADOMOŚCI RÓŻNE.

Przegląd zagadnień w budowie odbiorników . . . 1-2 2-1 3-8 4/5-4 6-6
Zasięg odbioru radiofon. stacyj nadawczych . . . 2-5
Mikrofony . . . . . . . 2-17
Dom Radia Belgijskiego w Brukseli . . . 3-1
Postępy w dziedzinie radionawigacji . . . 4/5-1 6-19 7-8 8-13 9-9
Sposoby usuwania zakłóceń w odbiorze . . . 4/5-24
Fale ultrakrótkie . . . . . . . 6-1 7-3 8-4 9-8
O przyczynach i skutkach zniekształceń . . . 7-15
Nowoczesne odbiorniki w ZSRR . . . 7-18 8-20
Rozwój radiofonii i przemysłu radiotechnicznego w ZSRR . . . . . . . 9-15 10-27
Komunikacja ultrakrótkofalowa na kilku falach nośnych . . . . . . . 9-17
Europejski plan rozdziału fal . . . 10-6
Wspomnienia pośmiertne — inż. Wł. Heller . . . 9-1
Fabryka lamp radiowych w kraju.
Krótkofalarstwo w Polsce
Jak działa „Handie - Talkie" . . . 7-(1-2)
Nowa słuchawka
Z Kongresu Techników Polskich
Radiofonizacja w Zw. Radzieckim
Radiowe urządzenia na okrętach . . . 8-(1-3)
Radarem na księżyc
Sterowanie radiem pocisku rakiet. V2
Panoramic adaptor
Radar dla niewidomych . . . 9-4
Radiowe boje przeciw łodz. podwodn.
Radiofonia przewod. w Europie Zach.
Najmniejszy super . . . 10-2
Magnetyczny kompas przekaźnikowy
Zastosowanie lampy RV 12 P 2000 . . . 10-26
Odtwarzanie płyt gramofonowych na odległość . . . . . . . 10-27

#### II. ARTYKUŁY TEORETYCZNE I OPISOWE

Modulacja częstotliwości . . . 1-6 3-4
Oporowo-pojemnościowy generator niskiej częstotliwości . . . . . . . 1-12
Kondensator jako opór redukcyjny w obwodzie żarzenia odbiorników uniwersalnych . . . 1-15
Magnetyczne stabilizatory napięć . . . 1-22
Transformatory i dławiki niskiej częstotliwości . . . . . . . 2-8 3-12 4/5-4 6-26
Obliczanie układów wibratorowych . . . 3-26 4/5-27
Pomiarowe generatory wys. częstotliw. . . . 3-27 4/5-21
Thyratrony i ich zastosowanie w radiotechnice . . . . . . . 4/5-6 6-9 7-5 8-7
Wzmocnienie wysokiej częstotliwości . . . 4/5-29
Co to jest czwórnik . . . . . . . 4/5-36
Obliczanie obwodów rezonansowych . . . 4/5-38
Woltomierze lampowe dla warsztatów . . . 4/5-42
Kondensatory elektrolityczne . . . 7-24
Charakteryst. wielkości obw. oscylatora . . . 9-11
Odbiorniki superreakcyjne . . . 10-9
Kondensatory próżniowe . . . 10-12
Cechowanie i posługiwanie się signalgeneratorem . . . . . . . 10-17

#### III. OPISY BUDOWY ODBIORNIKÓW, WZMACNIACZY I SPRZĘTU POMOCNICZEGO

Nowy angielski super 3-lampowy . . . 1-11
Wzmacniacz sieciowy 20W . . . 6-13
Dwójka na prąd stały i zmienny Ra2101 U . . . 9-23
Signalgenerator . . . . . . . 1-16
Uniwersalny przyrząd pomiarowy . . . 2-14
Regenerowanie lamp radiowych . . . 3-22
Mostek pojemnościowy . . . 7-12
Woltomierz diodowy . . . . . . . 8-15
„Signal Tracer" — przyrząd do wykrywania uszkodzeń w odbiornikach . . . 9-25

#### IV. KĄCIK KRÓTKOFALOWCA

Nauka znaków Morse'a . . . . . . 8-29
Kod „Q" . . . . . . . 8-30
Pasy amatorskie i elektryczne rozciąganie pasów . . . . . . . 9-27
Rozchodzenie się fal elektromagnetyczn. . . . 10-28

#### V. PRZEGLĄD SCHEMATÓW

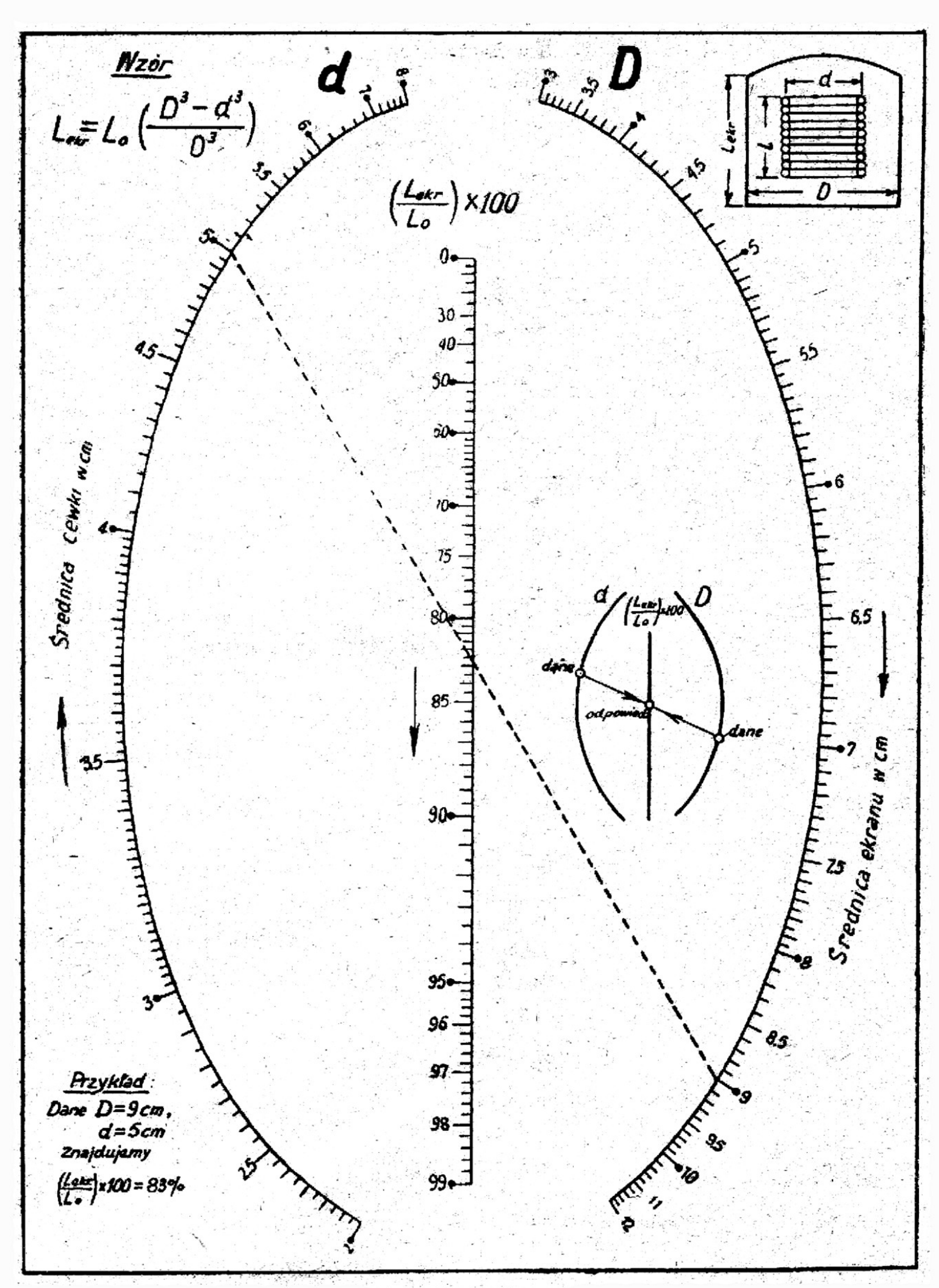
Telefunken 913 WK . . . . . . 1-25
Telefunken 965 GW . . . . . . 1-26
Körting Nobilis 40 WK . . . . . . 1-27
Super Saba 357 WK . . . . . . 1-28
Minerwa 415 B . . . . . . 2-22
Hornyphon 136 A . . . . . . 2-23
Odbiornik typu wojskowego (Blaupunkt — Philips Valvo) . . . . . . 2-24
Super Olympia 396 WSK . . . . . 2-25
Philips — Super — 3-lamp . . . 3-18
Philips — super — Reflex 2-lamp. . . . 3-19
Philips — dwójka 2-obwodowa na lampach DAH 50 . . . . . . . 3-19
Odbiornik radziecki 6N1 (6H1) . . . . 4/5-31
Philips 456 A . . . . . . 4/5-32
Philips 480 A . . . . . . 4/5-33
Minerwa 424 GW . . . . . . 6-24
2 amerykańskie supery popularne . . . 6-25 6-
„Leningrad" . . . . . . . 7-20
Nora B 61 . . . . . . . 7-22
Philips wzmacniacz 25 W . . . 7-23
Welsuper M-557 . . . . . . 8-20
„Rodina" . . . . . . . 8-21
Siemens WLK/36 . . . . . . 8-23
Super Siemens 85 W . . . . . . 8-25
AGA-1651 . . . . . . 9-21
Radiola SRA . . . . . . 9-22
Radiotechnika T 689 . . . . . . 10-15
Saba S 582 . . . . . . 10-16

#### VI. TABELE I NOMOGRAMY

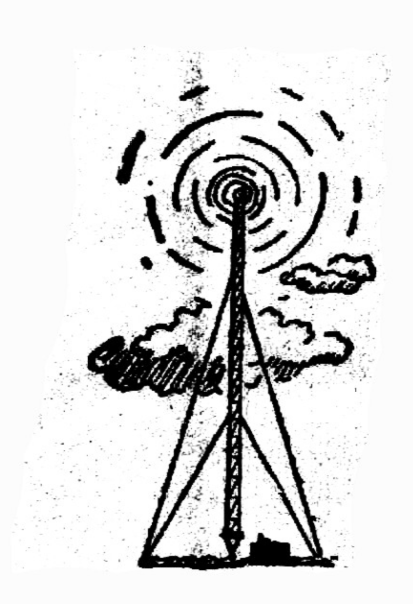
Tabele lamp do odbiorników i wzmacniaczy (oznaczenia) . . . . . . 1-29
Lampy produkcji radzieckiej . . . . 1-30
Lampy amerykańskie: uwagi ogólne . . . 2-26
odpowiedniki symboli VT . . . . 2-31
seria 1,4 ÷ 2V . . . . . . 2-30
„ 2 ÷ 5V . . . . . . 3-25
„ 6,3V . . . . . . 4/5-12 6-
„ 7 ÷ 12V . . . . . . 7-29
„ 12 ÷ 25V . . . . . . 8-27
Lampy wojskowe i komunikacyjne . . . 9-16 10-
Wykazy lamp do odbiorników.
Odb. Philips . . . . . . 3-20
„ Elektrit . . . . . . 3-21 4/5-
„ PZT . . . . . . 9-29
Kod „Q" . . . . . . 8-30

NOMOGRAMY:

1. Obliczanie transformatorów sieciowych . . . 1-31
2. Obliczanie uzwojeń . . . . . . 2-31
3. Oblicz. indukcyjności transform. i dław. . . . 3-32
4. Opór przewodników miedzianych . . . 4/5-48
5. Równoległe łączenie oporów . . . 6-32
6. Pojemność kondensatora . . . . 7-32
7. Obliczenie indukcyjności cewek cylindrycznych jednowarstwowych . . . 8-32
8. Cewki na rdzeniach ferrocartowych . . . 9-32
9. Indukcyjność cewki ekranowanej . . . 10-31




Nomogram Nr. 9



Zakł. Graf. „Książka", Warszawa, Smolna 12.